

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Nabíjecí měnič bateriového packu LiFePO₄
Battery Charger of LiFePO₄ Battery Pack

2010

Bc. Václav Kristek

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

v Ostravě dne 7. 5. 2010

Bc. Václav Kristek

Poděkování:

Tímto chci poděkovat vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za cenné rady a podnětné připomínky.

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou nabíjení bateriových packů a návrhem nabíječe. První část je věnována rozboru činnosti základních typů měničů a jejich vlastnostem. Na základě těchto informací je zvoleno schéma zapojení měniče. Pro účely splnění požadavků dané aplikace bylo vybráno a navrženo několik variant. Samotnému návrhu je věnována druhá část práce. Stat' obsahuje návrh dvou měničů lišících se především ve způsobu chlazení. První z dvojice je chlazen nuceným oběhem vzduchu, zatímco druhý je vybaven vodním chlazením. V rámci práce byl proveden konstrukční návrh a vytvořeny 3D modely jednotlivých variant a potřebná dokumentace.

Abstract

The work deals with charging battery pack problems and the charger project. The first part is applied to analysis of primary types of converter operations and its features. There is chosen the converter insertion scheme on the basis of these facts. For the purpose of requirements discharging set application there was selected and designed several variant. The second part devotes to suggestion itself. The essay contains two converter suggestions which are different in the way of cooling, in particular. While former the couple is cooled by compulsory air circulation, the second one is fitted with liquid cooling. There was carried out design and create 3D models of the various variants and the necessary documentation .

Klíčová slova

Nabíječ, snižující měnič, LiFePO_4 , usměrňovač, IGBT, chlazení, ztrátový výkon.

Key words:

Charger, step down converter, LiFePO_4 , rectifier, IGBT, cooling, power dissipation.

Seznam použitých symbolů a zkratek :

C_{CE}	externí kondenzátor budiče
Č	čítač
DP	dolní propust
E_{max}	maximální energie sepnutí a vypnutí
E_{on}	maximální energie při sepnutí
E_{off}	maximální energie při vypnutí
FD	fázový detektor
f_s	spínací frekvence
f_{usm}	vlastní frekvence usměrňovače
G	řídící elektroda tyristoru
N	počet závitů
p	počet pulsů usměrněného napětí
P_{cond}	ztrátový výkon vedením diody
P_{condt}	ztrátový výkon vedením tranzistoru
P_d	ztrátový výkon diody
P_{swd}	ztrátový přepínáním diody
P_{swt}	ztrátový spínáním tranzistoru
P_t	ztrátový výkon tranzistoru
P_{tot}	celkový ztrátový výkon měniče
PLL	phase locked loop (fázový zavěs)
R_{CE}	externí rezistor budiče
r_t	diferenční odpor diody
R_m	měřicí rezistor
$R_{th(c-h)}$	tepelný odpor pouzdro - chladič
$R_{th(h-a)}$	tepelný odpor chladič - okolí
$R_{th(j-c)}$	tepelný odpor přechod - pouzdro
t_{off}	doba vypínání součástky
t_{on}	doba zapínání součástky
T_1	doba sepnutí nebo označení tranzistoru
T_2	doba vypnutí
T_a	teplota okolí
T_c	teplota pouzdra součástky
T_h	teplota chladiče
T_j	teplota přechodu součástky
$U_{1,2,3}$	fázové napětí střídavého napájecího zdroje sítě
U_{CE}	napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
U_{CEref}	referenční hodnota napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
U_d	usměrněné napětí
U_{d0}	střední hodnota usměrněného napětí s nulovým řídicím úhlem
$U_{d(AV)}$	střední hodnota usměrněného napětí
U_{dA}	napětí na anodové skupině

U_{dk}	napětí na katodové skupině
V	polovodičová součástka
VCO	napětím řízený oscilátor
z	zatěžovatel
α	úhel řízení
τ	časová konstanta
ω	úhlový kmitočet

Obsah

1 Úvod.....	9
2 Akumulátory pro elektromobily.....	11
2.1 Lithium - iontový (Li-ion)	11
2.2 Lithium – polymer (Li-pol).....	12
2.3 Lithium – železo – fosfát (LiFePO ₄).....	12
2.3.1 Nabíjení LiFePO ₄	13
2.4 Nabíjení bateriových packů.....	14
3 Typy měničů.....	14
3.1 Blokující jednočinný měnič.....	14
3.2 Propustný jednočinný měnič.....	15
3.3 Propustný můstkový měnič.....	16
3.4 Dvojčinný měnič s polovičním můstkem.....	16
3.5 Můstkový dvojčinný měnič.....	18
3.6 Měnič typu push-pull.....	20
3.7 Pulsní usměrňovač napětového typu.....	20
3.8 Řízený usměrňovač.....	21
3.8.1 Synchronizační obvod.....	23
3.9 Zvyšující měnič.....	24
3.10 Snižující měnič.....	25
3.11 Napětové balancery.....	29
4 Návrh nabíječe.....	30
4.1 Měnič chlazený vzduchem.....	31
4.1.1 Volba usměrňovacího můstku.....	31
4.1.2 Volba tranzistorů.....	31
4.1.3 Čidlo proudu.....	32
4.1.4 Zdroj pro řídicí elektroniku.....	33
4.1.5 Budiče tranzistorů.....	33
4.1.6 Řídicí jednotka.....	36
4.1.7 Výpočet ztrátového výkonu.....	37
4.1.8 Výpočet chladiče.....	39
4.1.9 Výpočet kapacity meziobvodu.....	42
4.1.10 Návrh tlumivek.....	43
4.1.11 Jištění měniče.....	44
4.1.12 Krytí měniče.....	44
4.1.13 Rozměry a parametry měniče.....	45
4.2 Vodní chladič.....	46
4.2.1 Ověření účinnosti chlazení.....	46

4.2.2 Krytí měniče.....	47
4.2.3 Rozměry a parametry měniče.....	48
5 Závěr.....	49
6 Seznam použitých zdrojů.....	50
7 Seznam příloh.....	51

1 Úvod

Mezi největší globální problémy současnosti se bezesporu řadí rostoucí intenzita dopravy. Mobilita obyvatelstva je považována za jedno z nejpřesnějších měřítek životní úrovně. V USA a vyspělých státech Evropy připadá na 1000 osob až 600 vozidel. Tuto hodnotu navíc paradoxně zvýšila ekonomická krize kvůli různým opatřením na podporu ekonomiky. Odezdnávání krize naopak způsobuje růst automobilismu ve státech třetího světa, kam zrychlující se ekonomika směřuje velké množství prostředků. V současnosti je tento trend nejsilnější v lidnatých asijských státech jako jsou Čína nebo Indie, kde se meziročně množství vozů v provozu zvyšuje o desítky procent. Nej hustější doprava je samozřejmě ve velkých městských aglomeracích. Vozy jsou zde často provozovány hluboko pod optimální rychlostí a stojí v kolonách s nastartovaným motorem. Tím “skutečná” účinnost spalovacího motoru klesá. I přes zpřísnování požadavků na exhalace nových vozů se stav znečištění ovzduší nezlepšuje. Právě v hustě osídlených oblastech by mohlo situaci zlepšit nasazení bezemisních vozidel (BEV). Jedná se o elektromotorem poháněná vozidla, kterým pro uchování energie slouží baterie, palivové články nebo superkapacitory.

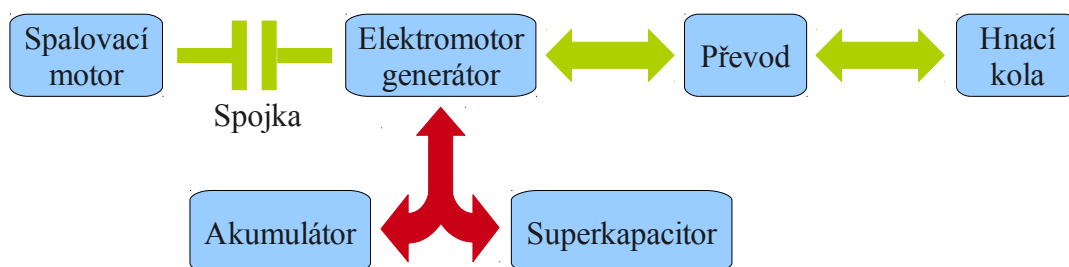
Dalším, méně aktuálním důvodem pro nasazování BEV je omezené množství fosilních zdrojů energie. Podle různých odhadů vydrží zásoby uhlí, ropy a zemního plynu při současné spotřebě přibližně 30 až 40 let.

Důležitým faktorem, který umožňuje vývoj alternativních pohonů je ekologická politika vyspělých států. Například v ČR platí majitelé BEV snížené povinné ručení. Elektřina odebraná z rozvodné sítě při dobíjení baterií je daněna 20 % DPH naopak od klasických pohonných hmot, u kterých daň představuje více než polovinu konečné ceny. Mimo již zmíněných vlastností patří mezi přednosti a zápory BEV především:

- ✓ Účinnější využití obnovitelných zdrojů energie proti spalovacím motorům.
- ✓ Možnost přetížení pohonu.
- ✓ Okamžitě dostupný maximální výkon pohonu.
- ✓ Možnost rekuperace energie při brzdění.
- ✓ Menší počet komponentů a jednodušší konstrukce (neplatí u hybridních vozů, kde je počet komponentů vyšší).
- ✗ Omezený dojezd daný kapacitou baterií. Tento handicap je patrný hlavně v silničním provozu. Při provozu např. v areálu továrny nebo letiště představuje pouze minimální omezení.
- ✗ Vysoká pořizovací cena, která se u průměrného osobního BEV pohybuje kolem milionu korun (např. Roomster Electric bude firma EVC group Hulín nabízet od 860 000 Kč bez DPH). Přibližně 75 % ceny vozu tvoří akumulátor. Tato položka navíc není konečná, protože životnost akumulátoru je maximálně 10 let nebo několik tisíc nabíjecích cyklů. Předpokládá se, že cena akumulátorů bude klesat podle současného trendu, který činí – 15 % ceny za rok a jednotku kapacity [6].
- ✗ Nutnost dimenzovat nabíjecí místo na odběr nabíječe.

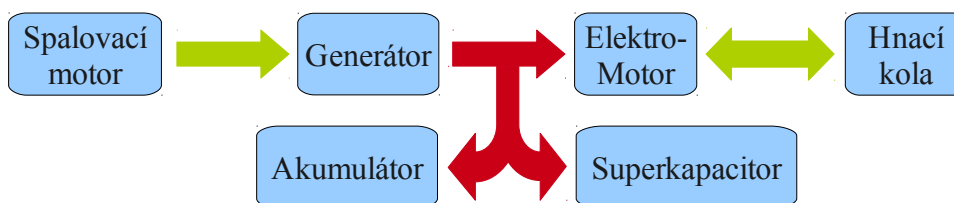
O složitosti uvádění elektromobilů do provozu svědčí např. program ZEV (Zero Emission Vehicle) spuštěný v Kalifornii v roce 1990. Zákon přikazoval velkým automobilkám v letech 1998, 2001 a 2003 prodat 2%, 5%, respektive 10% elektrovozidel [1]. Vlivem silného lobby automobilek proti programu byl zákon zmírněn na výrobu hybridních vozidel a nakonec úplně zrušen [1]. V Evropě se výrobou elektromobilů nejvíce zabýval koncern PSA (Peugeot Citroën Asociation), který měl samostatnou divizi PSA électrique věnující se vývoji a výrobě elektromobilů. Do roku 2000, kdy byla divize zrušena, továrnu opustilo přes 5000 vozů.

Od konce 90. let roste zájem především o hybridní vozy. Vhodným způsobem kombinují spalovací a elektrický motor a využívají tak kladných vlastností obou pohonů. Nejedná se sice o zcela bez-emisní vozy, ale jejich spotřeba paliva je proti klasickým automobilům výrazně nižší. Známe dvě koncepce hybridních pohonů. U první (paralelní) složí elektromotor jako doplněk relativně slabého spalovací motoru a je využíván při akceleraci a rekuperativním brzdění. Typickým představitelem je Toyota Prius.



Obr. 1: Paralelní hybridní pohon (zeleně je vyznačeno mechanické spojení, červeně elektrické spojení)

U sériového pohonu je spalovací motor pevně spojen s generátorem elektrické energie. Spalovací motor je dimenzován tak, aby zajišťoval střední hodnotu požadovaného výkonu a má pouze dva stavy: zapnuto a vypnuto. Tím je zajištěno, že bude pracovat vždy v ideálních otáčkách. Výhodou této koncepce je také absence převodovky. Pohon obstarávají elektromotory umístěné obvykle v kolech vozu. Této koncepcí využívá např. GM Volt. Sériový i paralelní pohon může být vybaven superkapacitory, které jsou schopny pojmout velké nabíjecí proudy, např. při prudkém brzdění.



Obr. 2: Sériový hybridní pohon (zeleně je vyznačeno mechanické spojení, červeně elektrické spojení)

S provozem elektromobilů je spojeno budování dobíjecí infrastruktury. Jako nejvhodnější řešení se jeví síť dobíjecích stanic se stejnosměrným výstupem, které jsou obdobou klasických čerpacích stanic. Mimo tyto veřejné výkonné dobíjecí stanice je pro běžný provoz samozřejmostí nabíjení na místě, kde se bude vůz parkovat (garáž, parkoviště před domem apod.). Toto místo tedy musí být také vybaveno nabíječkou s menším výkonem, která např. přes noc nebo během pracovní směny připraví vůz k použití. Tato koncepce však zatím není možná, protože např. v ČR je v provozu pouze 110 veřejných dobíjecích stanic. Hustota této sítě tedy zdaleka nesplňuje požadavky.

V EU běží projekt Futuremotion, jehož cílem je mimo jiné standardizace nabíjecí infrastruktury. Do projektu se zapojila také skupina ČEZ. Do roku 2013 má ČEZ v plánu vyprodukovat až 100 vozů a přes 10 standardizovaných dobíjecích stanic v Praze a Ostravě, kde budou vozy testovány. Počítá se bohužel s budováním stanic se střídavým třífázovým výstupem. AC/DC měnič tedy musí být umístěn ve vozidle. Jedná se o zařízení vážící i desítky kilogramů. Je zřejmé, že přítomnost nabíječe ve vozidle má negativní vliv na jízdní dynamiku. Elektromobily jsou navíc primárně určeny pro městský provoz, kde jsou změny rychlosti a směru jízdy nejčastější. Velkým problémem je i zmenšení úložného prostoru vozidla. Je tedy nutné docílit co nejnižší hmotnosti a rozměrů palubního nabíječe. Náplní této práce je rozbor činnosti různých typů měničů a návrh nabíječe, to vše s ohledem na umístění měniče ve vozidle a na nabíjecí charakteristiky LiFePO_4 bateriového packu. Požadované parametry měniče jsou jmenovitý výstupní proud 40 A a jmenovité výstupní napětí 300 V.

Baterie elektromobilu se skládá z několikačlankového packu, takže nezbytnou součástí nabíječe je bateriový balancer. Ten zajistí, že je při nabíjení na každém článku vhodné napětí a že budou všechny články zcela nabity. Návrh balancerů není náplní práce. Při návrhu bylo předpokládáno, že balancer bude nadřazený řídicí jednotce měniče a bude jí zadávat žádanou hodnotu proudu zátěží.

2 Akumulátory pro elektromobily

2.1 Lithium - iontový (Li-ion)

Lithium-ion baterie (někdy zkráceně Li-ion baterie) je druh akumulátoru, v němž se lithiové ionty pohybují ze záporné elektrody na kladnou elektrodu při vybíjení a od katody k anodě během nabíjení. Díky vysoké energetické hustotě se hodí pro použití v přenosných zařízeních a dopravních prostředcích. Jejich konstrukce je podobná jako u dříve oblíbených NiCd akumulátorů. Rozdíl je v použitých materiálech. Elektrody obou polarit mají tloušťku jen 200 μm a tvoří ji měděná (záporná elektroda) a hliníková (kladná elektroda) fólie potažená aktivním elektrodovým materiálem. U kladné elektrody je tímto materiálem lithiokobaltový oxid, do jehož krystalové mřížky byly vpraveny ionty lithia. Sloučeniny uhlíku a grafitu, rovněž obsahující lithiové ionty, tvoří zápornou elektrodu. K separaci elektrod se používá savá pórovitá fólie. Elektrolyt tvoří roztok vodivé soli v rozpouštědle a volí se taková koncentrace, aby bylo dosaženo co největší vodivosti elektrolytu. Pokud elektrolyt při mechanickém poškození článku vyteče, hrozí koroze zařízení a poleptání obsluhy. Je tedy nutné, aby byly tyto akumulátory dostatečně mechanicky

odolné. Li-ion se nabíjejí standardně ze zdroje napětí s omezením proudu. Výrobci uvádějí maximální nabíjecí proud 0,1 až 4 C, kde C je jmenovitá kapacita článku. Při nabíjení Li-ion je třeba velmi přesně dodržet konečné napětí. Uvádí se, že i jednocentní překročení nabíjecího napětí zkrátí dobu života článku. Při menším napětí se článek naopak nenabije na plnou kapacitu. Je tedy nutné dodržet nabíjecí napětí s přesností $< \pm 1 \%$. Při překročení nabíjecího napětí hrozí exploze, způsobená přehřátím článku. Komerční baterie proto mají v obalu zalaty čidla teploty a proudu a elektroniku, která článek v případě nebezpečí odpojí.

Nabíjení a vybíjení je dáno rovnicí:



(šipka vlevo značí v obou případech nabíjení a šipka vpravo vybíjení)

výhody a nevýhody:

- ✓ vysoká energetická hustota
- ✓ velké napětí
- ✓ velmi malé samovybíjení
- ✓ žádný paměťový jev
- ✓ jednoduché nabíjení
- ✓ nevyžadují žádnou údržbu, z hlediska uživatele velmi přívětivé

- ✗ větší vnitřní odpor než niklové a olověné akumulátory
- ✗ špatně pracují při velmi nízkých teplotách
- ✗ vyšší cena
- ✗ nutná ochrana proti nadměrnému vybití

2.2 Lithium – polymer (Li-pol)

V současné době začínají být pro elektromobily velmi perspektivní Li-pol akumulátory. Zatím je jejich hlavním omezením nízký počet nabíjecích cyklů (< 500). Tyto akumulátory používají namísto tekutého elektrolytu pevný elektrolyt. Ten nemůže vytéci a článek proto nepotřebuje masivní ochranný obal. Navíc není nutný separátor, protože elektrolyt vymezuje mezeru mezi elektrodami. Katoda je vyrobena z oxidu lithia a kobaltu nebo lithia, niklu a kobaltu, do jehož krystalické mřížky jsou vpraveny ionty lithia. Anodu tvoří sloučeniny uhlíku. Li-pol se nabíjí stejně jako Li-ion ze zdroje napětí s omezením proudu a stejné je i napětí článku. To se pohybuje od 2,7 V (vybitý článek) do 4,2 V a jeho jmenovitá hodnota je 3,6 V. Při překročení maximálního nabíjecího napětí nebo při přehřátí taktéž může dojít k explozi. Následky obvykle nejsou tak vážné jako u Li-ion baterií, protože Li-pol neobsahuje tekutý elektrolyt. Obal článku je navíc vyroben z folie, takže k případné explozi dojde při menším tlaku.

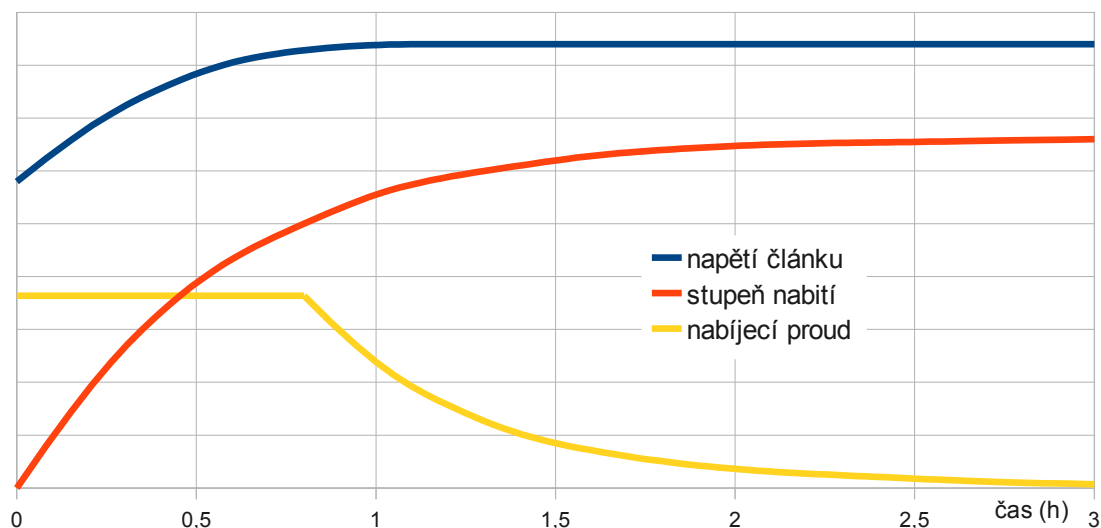
2.3 Lithium – železo – fosfát (LiFePO₄)

Jedná se o Li-ion baterie využívající LiFePO₄ jako katodový materiál a sloučeniny lithia jako materiál anodový. Pro zvýšení elektrické vodivosti (vnitřního odporu) je do katody přidáno malé množství uhlíku ve formě grafitu. Akumulátory LiFePO₄ sdílí mnoho vlastností s jinými Li-

ion akumulátory. Klíčovými výhodami ve srovnání s LiCoO_2 jsou: zvýšení bezpečnosti díky vyšší odolnosti proti tepelnému přetížení, delší životnost, vyšší nabíjecí a vybíjecí proud. Použité železo a fosfor jsou navíc levnější a mají menší dopad na životní prostředí než kobalt. Naopak energetická hustota (poměr kapacita/hmotnost) nového článku je nižší. LiFePO_4 však ztrácí kapacitu pomaleji, takže přibližně po roce používání jsou hodnoty kapacity stejné a v dalších letech vychází LiFePO_4 ze srovnání lépe. Již zmíněná odolnost proti explozím je způsobena pevnější chemickou vazbou Fe-P-O než Co-O . V případě zkratů, přehřátí a jiných nesprávných způsobech využití, je výrazně těžší odstranit kyslíkové atomy. K havárii dochází teprve při extrémní teplotě (800°C a výše).

2.3.1 Nabíjení LiFePO_4

Nabíjení je možné rozdělit na dvě fáze. V první z nich je článek napájen proudem, jehož velikost se pohybuje v jednotkách C. V této fázi není žádný požadavek na průběh proudu, pouze nesmí být překročena jeho maximální velikost. Při malé hodnotě proudu nabíjení trvá déle, ale nedochází k poškození nebo zvýšenému opotřebení článku. S rostoucím stupněm nabití se napětí článku zvyšuje až na konečnou hodnotu nabíjecího napětí. Při dosažení konečné hodnoty je článek nabit ze 70 až 90 % (70 % platí pokud byl článek před nabíjením zcela vybit). Ve druhé fázi je hodnota napětí článku konstantní a velikost proudu klesá k hodnotě, která je zlomkem počátečního proudu, např. 0,05 C. Tento stav znamená, že je článek nabit. Pokud bychom článek neodpojili, proud by postupně klesl až k nule. Kapacita by se však už téměř nezvýšila. Dobu nabíjení není nutné hlídat, protože nabitý článek ponechaný na nabíječce není nijak poškozován. Tento stav může být naopak vhodný, pokud baterie nebudou dlouhou dobu používány. Odpojený článek totiž postupně vlivem samovybíjení ztrácí náboj až do úplného vybití a zničení článku. U nových článků se nedoporučuje hluboké cyklování pod 33 %. Dalším omezením je různě dlouhá pauza, kterou výrobci doporučují po prvních 20 cyklech.



Obr. 3: Typická nabíjecí charakteristika lithiového článku

2.4 Nabíjení bateriových packů

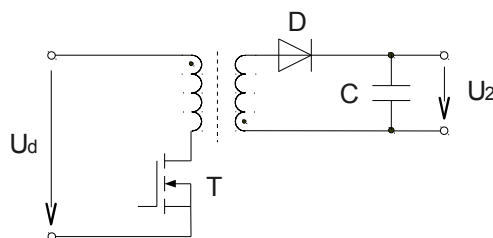
Při nabíjení většího počtu článku současně vyvstává otázka, jak docílit optimálního průběhu nabíjení u všech článků. U malého počtu článků (maximálně několik kusů) je můžeme zapojit paralelně a do série s každým článkem připojit samostatné proudové omezení. Je zřejmé, že proud odebíraný z nabíječe, je sumou proudů všech větví. Dimenzování nabíječe na tyto proudy zvyšuje cenu zařízení a u většího počtu článku je konstrukce nerealizovatelná. Volí se tedy sériové spojení článků. V takovém případě je výstupní napětí nabíječe přímo úměrné počtu článků v nabíjeném packu a proud odebíraný z nabíječe je rovný dovolenému proudu jednoho článku.

3 Typy měničů

V následujících kapitolách jsou uvedeny obvody, které je možné použít k nabíjení akumulátorů. Vzhledem ke konstrukční jednoduchosti a malým výkonovým ztrátám byl jako nejvhodnější způsob zvolen šestipulsní diodový usměrňovač a snižující měnič s IGBT tranzistorem.

3.1 Blokující jednočinný měnič

Jedná se o akumulační měnič vhodný pro přenášení malých výkonů. Vyznačují se velmi jednoduchou konstrukcí. Označení jednočinný znamená, že je energie přenášena pouze jednou během periody. V prvním ze dvou taktů je sepnut tranzistor T a primárním vinutím protéká proud ze zdroje. Vlivem parazitní kapacity a rozptylové reaktance nenarůstá proud skokově, ale lineárně. Tento proud vyvolá změnu magnetického toku v jádře. V sekundárním vinutí se indukuje napětí, jehož hodnota je konstantní. Vinutí jsou orientována obráceně, takže proud nemůže protékat přes závěrně polarizovanou diodu D. Proud zátěže zajišťuje pouze kondenzátor. Napětí na zátěži klesá se snižujícím se nábojem kondenzátoru. V tomto taktu se v transformátoru akumuluje energie.



Obr. 4: Blokující jednočinný měnič [9]

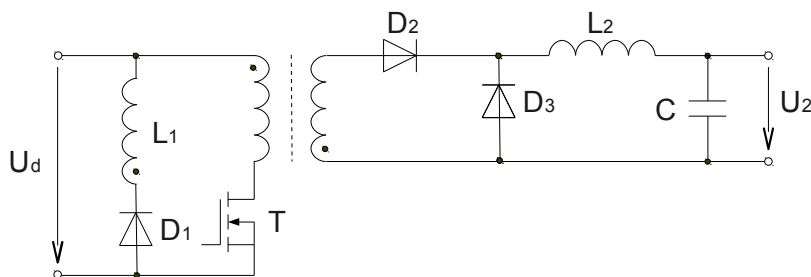
Při vypnutí tranzistoru přestává primárem protékat proud. Polarita napětí na primáru se obrací, což způsobí obrácení polarity také na sekundárním vinutí. Dioda je polarizována v propustném směru a energie akumulovaná v transformátoru přes ni prochází do zátěže a do nabíjejícího se kondenzátoru. V okamžiku vypnutí tranzistoru se na primárním vinutí objevuje napěťová špička, která může poškodit tranzistor. Oproti ostatním měničům s transformátorem není tento jev příliš nebezpečný, protože sekundární vinutí odčerpá energii primárního vinutí. Při návrhu

transformátoru je nutné vzít v úvahu, jaká energie v něm může být uložena. To spolu se spínací frekvencí udává velikost výkonu, který je měnič schopen přenést. Z tohoto důvodu není tento typ měniče vhodný pro větší výkony.

3.2 Propustný jednočinný měnič

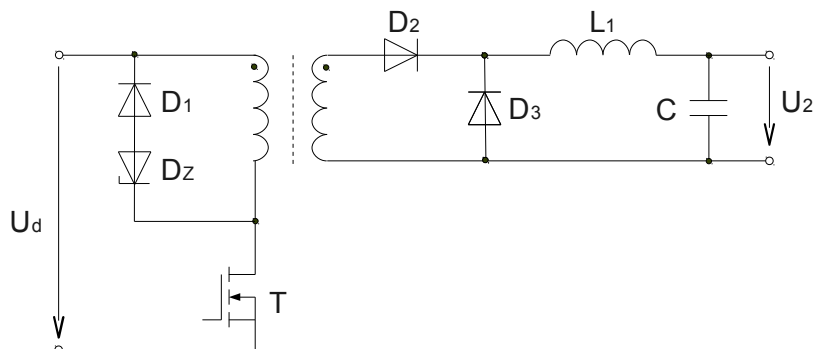
Oproti předchozímu typu je tento typ měniče vhodný pro větší přenášené výkony. Transformátor totiž nemusí akumulovat veškerou přenášenou energii. Nevýhodou je naopak nutnost použití komutačního vinutí, což vede k nárůstu hmotnosti a rozměrů transformátoru.

Činnost tohoto měniče je také možné rozdělit na dva takty. V prvním je tranzistor sepnut a proud přes něj a přes primární vinutí transformátoru protéká zpět do zdroje. Komutačním vinutím L_1 v tomto taktu neprotéká proud, protože dioda D_1 je polarizována v závěrném směru. Díky opačnému zapojení vinutí transformátoru teče v tomto taktu proud zátěží a indukčnost L_2 se chová jako spotřebič. Ve druhém taktu dochází k rozepnutí tranzistoru. Na sekundárním vinutí se obrací polarita napětí a proud nemůže procházet před závěrně polarizovanou diodu D_2 . Tlumivka se chová jako zdroj, protože proud nemůže zaniknout okamžitě. Proud se uzavírá přes zátěž a diodu D_3 . K proudu zátěží se přičítá proud vybíjejícího se kondenzátoru C . Při vypnutí tranzistoru slouží rekuperační vinutí jako zátěž, do které se odčerpává energie transformátoru. Napětí naindukované na komutačním vinutí má vyšší hodnotu než napětí U_d , takže dochází k přenosu energie zpět do zdroje a tato energie není mařena. [9]



Obr. 5: Propustný jednočinný měnič [9]

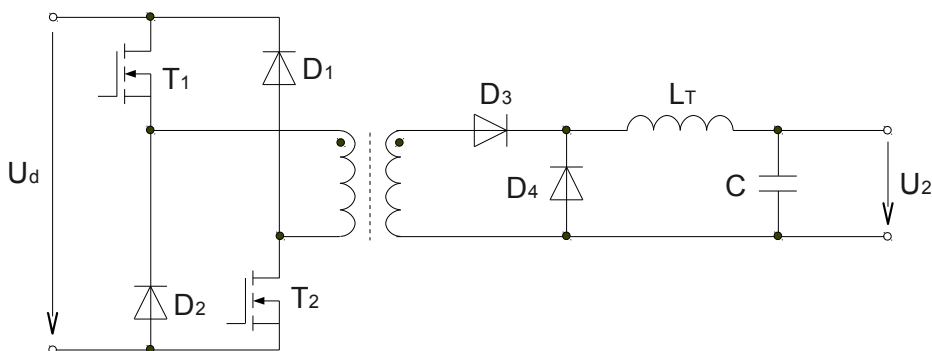
Měnič využívající Zenerovu diodu místo demagnetizačního vinutí je na obrázku 6. Rozdíl je pouze ve způsobu, jakým je demagnetizováno primární vinutí. Demagnetizační proud prochází přes diody D_1 a D_Z a je na nich vyzářen ve formě tepla. Napětí na primárním vinutí při demagnetizaci je dáno Zenerovým napětím diody D_Z a propustným napětím diody D_1 . Účinnost tohoto měniče je nižší kvůli vyzářené energii. Výhodou je naopak nižší napěťová špička při vypnutí tranzistoru. Je to způsobeno absencí rozptylové indukčnosti v demagnetizačním obvodu.



Obr. 6: Jednočinný propustný měnič se Zenerovou diodou [9]

3.3 Propustný můstkový měnič

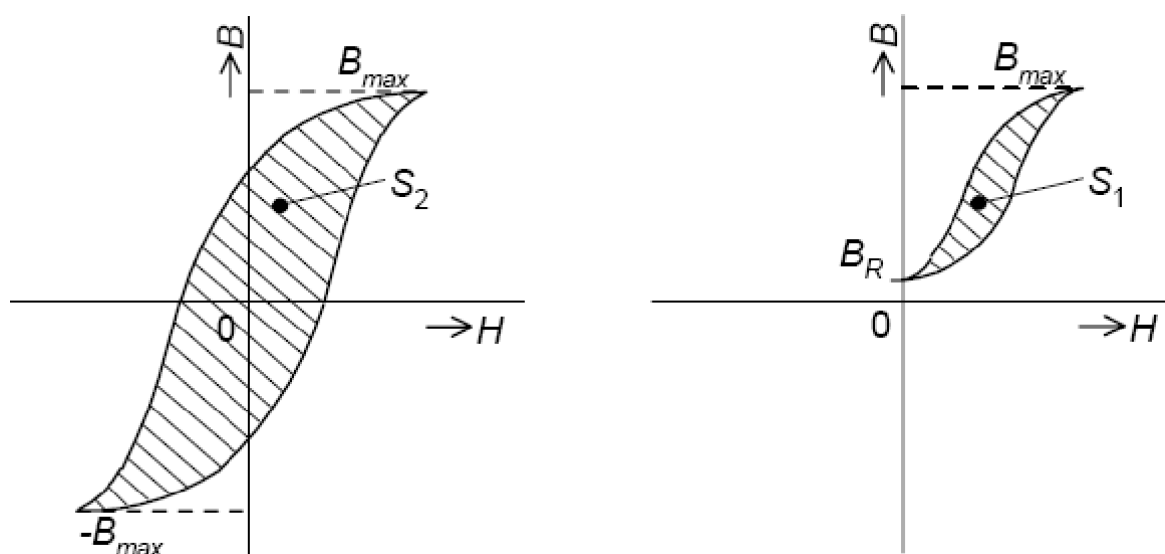
Tento typ měniče funguje stejně jako měnič s demagnetizačním vinutím. V prvním taktu proud protéká přes otevřené tranzistory a primární vinutí zpět do zdroje. Na sekundárním vinutí se indukuje napětí. Díky stejně orientovaným vinutím je dioda D_3 polarizována v propustném směru. Proud sekundárním vinutím teče do zátěže a současně nabíjí kondenzátor C . Při vypnutí spínačů se obrátí polarita napětí na obou vinutích. Magnetická energie nahromaděná v transformátoru během předchozího taktu se formou demagnetizačního proudu uzavírá diodami D_1 a D_2 . Z toho vyplývá, že u tohoto typu měniče není potřeba demagnetizační vinutí. Zdroj napětí U_d musí být schopen demagnetizační energii přijmout. Při vypnutí spínačů nevznikají nebezpečné napěťové špičky, takže tranzistory je nutné dimenzovat pouze na napětí mírně nad hodnotu U_d . Tranzistory nepracují na stejném napětí, což vyžaduje složitější obvod budičů s galvanickým oddělením. [9]



Obr. 7: Propustný můstkový měnič [9]

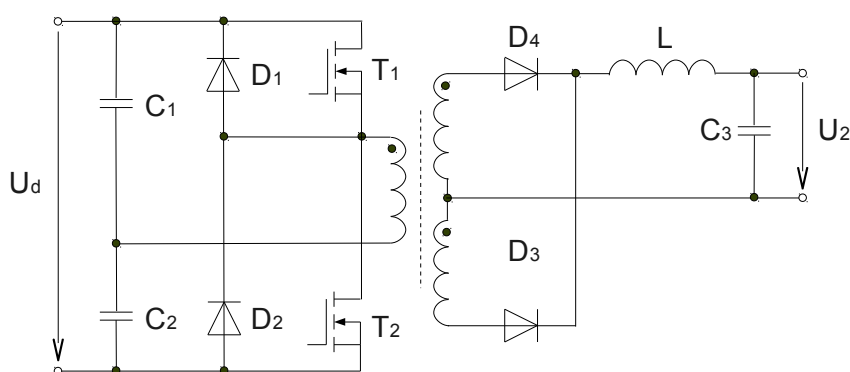
3.4 Dvojčinný měnič s polovičním můstkem

U dvojčinných měničů dochází k přenosu energie dvakrát během periody spínání. Jádru transformátoru je lépe využíváno, protože je syceno oběma polaritami magnetické indukce $\pm B_{MAX}$. Při stejném přenášeném výkonu je jádro proti jednočinným měničům poloviční. Jak je vidět na obr. 8, je plocha hysterezní smyčky dvojčinného měniče při stejném rozkmitu magnetické indukce přibližně čtyřikrát větší. Hysterezní ztráty v jádře jsou úměrné velikosti plochy hysterezní smyčky.



Obr. 8: Hysterezní smyčky dvojčinného a jednočinného měniče [9]

Jedna větev měniče je tvořena spínači a druhou tvoří dvojice kondenzátorů. Primární vinutí transformátoru je připojeno do středů větví. Kondenzátor C_3 zajišťuje stejnoměrné oddělení vinutí. Činnost měniče je možné rozdělit do dvou taktů. Na začátku prvního taktu uvažujeme kondenzátor C_1 nabitý a C_2 vybitý. Sepnutím spínače T_1 začne protékat proud ze zdroje přes primár transformátoru a nabíjející se kondenzátor C_2 zpět do zdroje. Vzhledem k tomu, že vstupní zdroj není ideální, dojde sepnutím T_1 k poklesu napětí U_d . Tento pokles způsobí vybíjení kondenzátoru C_1 a zajistí dostatečný proud primárním vinutím. Na konci cyklu je kondenzátor C_2 zcela nabit a kondenzátor C_1 téměř vybit.



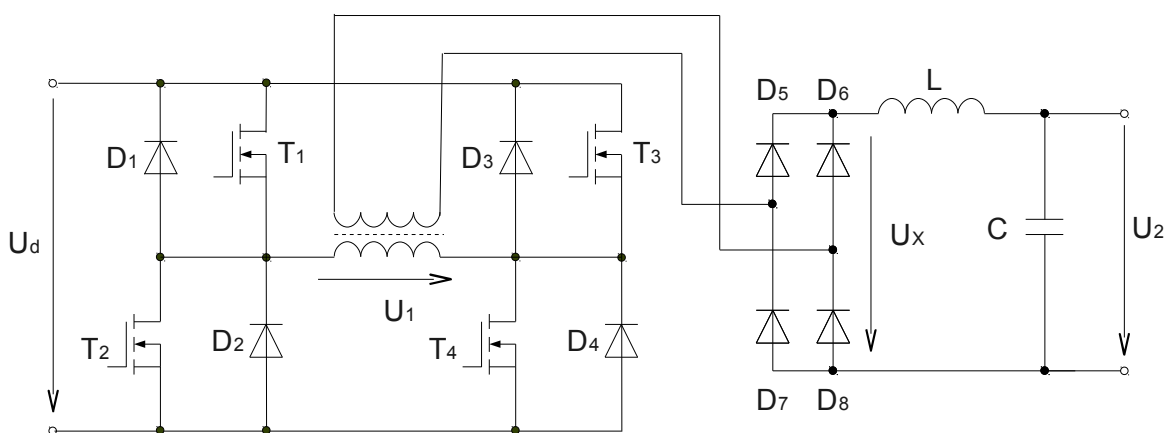
Obr. 9: Dvojčinný měnič s polovičním můstkem [9]

V druhém taktu je sepnut spínač T_2 . Proud ze zdroje protéká přes nabíjející se kondenzátor C_2 a primární vinutí zpět do zdroje. Stejně jako v prvním taktu je část proudu primárním vinutím hrazena z vybíjejícího se kondenzátoru (C_1). Periodickým střídáním taktů protéká primárním vinutím střídavý proud. Mezi takty je nutné vkládat časové prodlevy (tzv. mrtvé doby), aby

nedošlo k současnému sepnutí obou spínačů a zkratu zdroje. Výstupní napětí transformátoru je usměrněno diodami D_1 a D_2 . [9]

3.5 Můstkový dvojčinný měnič

Měnič spíná během jedné periody současně dvojice spínačů ležících v úhlopříčce můstku. Doba sepnutí jedné uhlopříčky se blíží polovině periody. Z důvodu omezené rychlosti reálných spínačů musíme mezi jednotlivými takty vkládat mrtvé doby. Ze schématu je zřejmé, že při současném sepnutí obou spínačů jedné větve by došlo ke zkratu zdroje.



Obr. 10: Dvojčinný můstkový měnič [9]

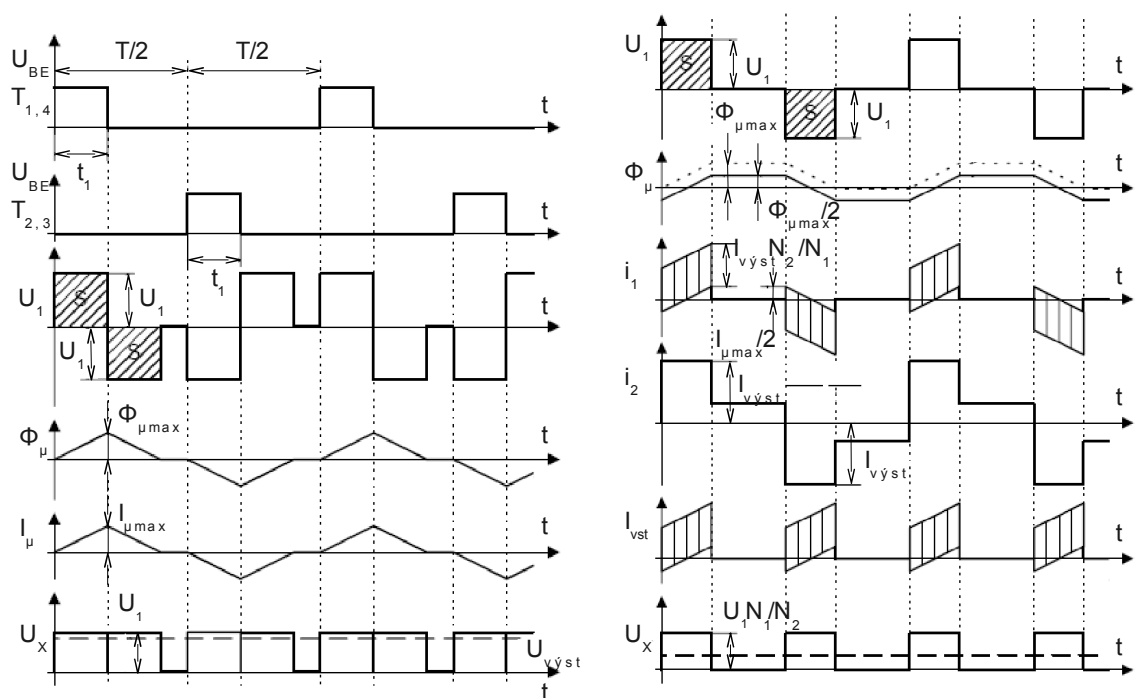
Činnost měniče naprázdno:

Tento stav nastane, pokud k výstupním svorkám není připojena zátěž. Výstupním usměrňovačem neprotéká proud a sekundární vinutí transformátoru je ve stavu naprázdno. Při sepnutí spínačů T_1 a T_4 je primární vinutí připojeno k napětí zdroje U_d . Protože je sekundár ve stavu naprázdno, teče primárem pouze magnetizační proud, který způsobí magnetizaci jádra. Při zanedbání magnetického odporu jádra roste velikost magnetického toku lineárně. Po uplynutí doby t_1 dochází k rozepnutí tranzistorů. Magnetický tok, který do té doby rostl, je na maximální hodnotě. Indukčnost primáru neumožní zaniknutí proudu a ten se uzavírá přes diody D_2 a D_3 . Podle Kirchhoffova zákona je na primárním vinutí napětí $-U_d$. Tento stav se nazývá demagnetizace. Magnetizační proud i magnetický tok klesají se stejnou strmostí, s jakou předtím rostly. Po skončení tohoto přechodného děje je na primáru nulové napětí, protože jsou všechny spínače rozepnuty. Poté je sepnuta druhá dvojice spínačů a děj se opakuje s obrácenou polaritou. Pro hodnotu zatěživatele větší než 0,25 je výstupní napětí U_2 konstantní a je dáno vztahem:

$$U_2 = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2)$$

Činnost při zatížení:

Předpokládáme sepnuté spínače T_1 a T_4 . Primárem prochází proud. Při rozepnutí spínačů je primár odpojen a sekundární vinutí nemůže dodávat proud do zátěže. Zdroj výstupního proudu je indukčnost L . Výstupní proud protéká přes všechny diody usměrňovacího můstku. Pokud považujeme diody výstupního usměrňovače za shodné, můžeme tvrdit, že proud diodami je rovnoměrně rozložen a napětí na sekundární vinutí je nulové. Pokud je nulové napětí na sekundárním vinutí, musí být nulové napětí i na primárním vinutí. V tomto stavu nemůže dojít k demagnetizaci, protože jsou všechny spínače rozepnuty a nulové napětí primáru neumožní vedení demagnetizačních diod. Protože nedochází k demagnetizaci, je hodnota magnetického toku jádra konstantní $\Phi_{\mu\max}/2$. Po sepnutí spínačů T_2 a T_3 je primár připojen k napětí $-U_d$. Magnetický tok lineárně klesá k nule a poté roste do záporné hodnoty $-\Phi_{\mu\max}/2$. Děj se opakuje s obrácenou polaritou veličin.



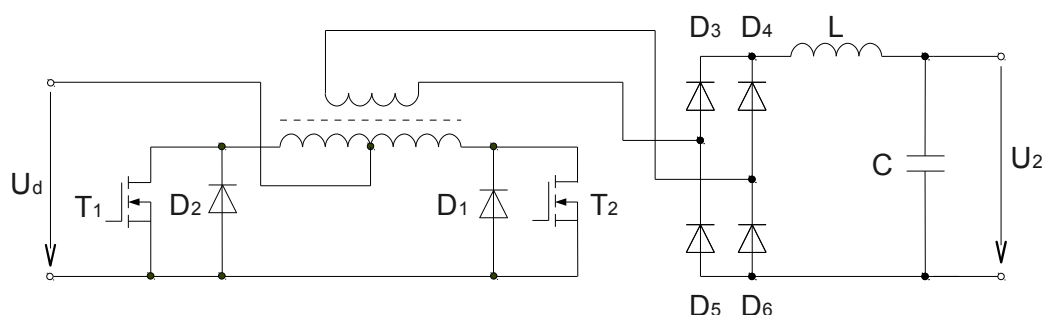
Obr. 11: Průběh veličin měniče naprázdno a při zatížení [9]

Na obr. 11 jsou uvedeny dva průběhy magnetického toku Φ_μ . Čárkovaný průběh odpovídá ději po startu měniče. Tento tok má stejný tvar jako skutečný, ale je posunut o $\Phi_{\mu\max}/2$. Střední hodnota tohoto toku obsahuje stejnosměrnou složku, která postupně zaniká vlivem nenulového odporu primáru. Poté čárkovaný průběh přechází do skutečného. Teoretický průběh je vyznačen tečkovaně. [9]

Hlavní nevýhodou tohoto zapojení jsou velké hysterezní ztráty v jádře transformátoru. Výhodou je dobré využití transformátoru, což umožňuje přenesení vysokého výkonu. Snížení ztrát je možné dosáhnout použitím uzlového usměrňovače místo můstkového. V takovém případě je vyžadován sekundár s vyvedeným středem, tak jak je to v předchozí kapitole u polovičního můstku.

3.6 Měnič typu push-pull

Jedná se o dvojitý měnič, takže je jádro transformátoru syceno oběma polaritami magnetického toku a využívá tak celou plochu hysterezní smyčky jádra. Oproti můstkovému dvojitýmu měniči obsahuje pouze dva spínací prvky, které vedou proud příslušné polarity. Tato výhoda je umožněna tím, že je primární vinutí rozděleno na dvě samostatná vinutí. Tato vinutí by měla být maximálně identická a vazba mezi nimi co nejtěsnější s co nejmenší hodnotou rozptylové reaktance a minimální hodnotou rozptylové indukčnosti. V opačném případě dochází k nadměrnému napětíovému namáhání vypínajícího se tranzistoru napětíovými špičkami, které vznikají na rozptylové indukčnosti mezi dvojicí primárních vinutí. Funkce je téměř stejná jako u dvojitýho můstkového měniče. Rozdíl je ve způsobu zajišťování komutace napětí na primárním vinutí. Zde je to zajištěno již zmiňovaným rozdělením primárního vinutí na dvě shodné části.



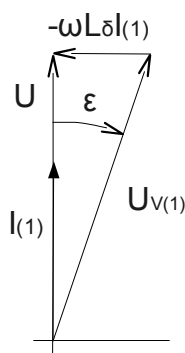
Obr. 12: Měnič typu push-pull [9]

Nevýhodou tohoto uspořádání je jednoznačně složitější provedení primárního vinutí transformátoru. Velmi omezujícím faktorem je také velké napětíové namáhání tranzistorů, které je teoreticky dvojnásobkem vstupního napětí, ale prakticky může dosahovat ještě vyšší hodnoty. Proto se tento měnič nehodí pro větší výkony. Naproti tomu tento měnič nepotřebuje složitější řízení jako předchozí měnič a budicí obvody mohou být na stejném potenciálu, což značně zjednodušuje konstrukci [9].

3.7 Pulsní usměrňovač napětíového typu

Schéma pulsního usměrňovače je shodné se schématem trojfázového střídače. Spínání musí být synchronizováno se síťovým napětím. Spínací algoritmus musí umožnit změnu úhlu ϵ (viz. fázorový diagram, kde U je vektor napětí napájecího zdroje, $L\delta$ představuje indukčnost napájecího zdroje – rozptyl měničového transformátoru a I_1 je proud odebíraný ze zdroje) a poměr mezi střídavým napětím $U_{(1)v}$ a usměrněným U_d . U hvězdicového řízení je to zajištěno změnou poměrného zapnutí z .

$$z = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{v(1)m}}{U_d} \quad (3)$$

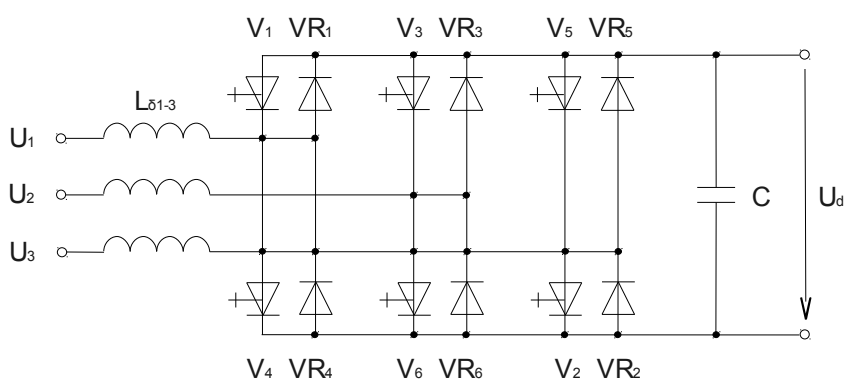


Obr. 13: Fázorový diagram pulsního usměrňovače [3]

Pokud je proud a napětí na střídavé straně ve fázi, lze pro žádanou hodnotu U_d při odebíraném proudu I_d určit střídavý proud z rovnosti výkonu střídavé a stejnosměrné strany [3]:

$$I_{(1)m} = \frac{2 \cdot U_d \cdot I_d}{3 \cdot U_m} \quad (4)$$

Většina ztrát pulsního usměrňovače je tvořena ztrátami v propustném směru a spínacími ztrátami. Při spínací frekvenci kolem 10 kHz a výstupním výkonu 15 kW by hodnota ztrátového výkonu dosahovala 800 až 900 W. To činí pulsní usměrňovač spolu se složitým řízením nevhodným pro tuto aplikaci.



Obr. 14: Schéma výkonové části pulsního usměrňovače

3.8 Řízený usměrňovač

Výkonová část šestipulsního usměrňovače se skládá z 6 tyristorů rozdělených do anodové a katodové skupiny. Tyto dvě skupiny jsou odvozeny od toho, kterou elektrodou je tyristor připojen k střídavému zdroji. Číselné označení jednotlivých tyristorů je voleno podle pořadí, ve kterém jsou spínány. Bez použití nulové diody je proud fázově opožděn za napětím o úhel α . Velikost U_d je možné určit podle Kirchhoffova zákona:

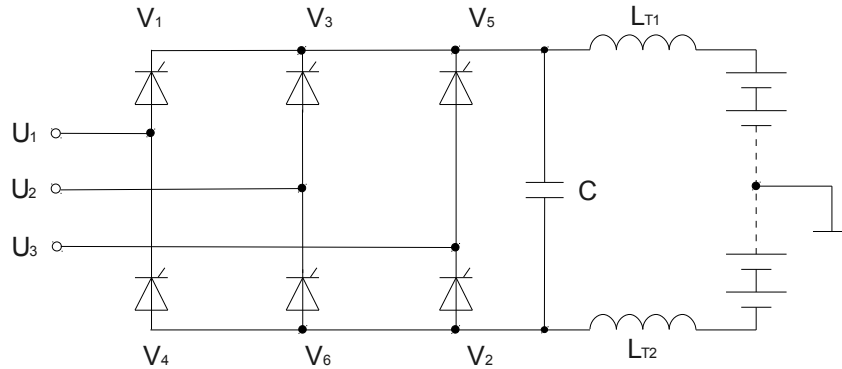
$$U_d = U_{dA} - U_{dK} \quad (5)$$

Střední hodnota usměrněného napětí je dána vztahem:

$$U_{d(AV)} = U_{d0(AV)} \cdot \cos(\alpha) \quad (6)$$

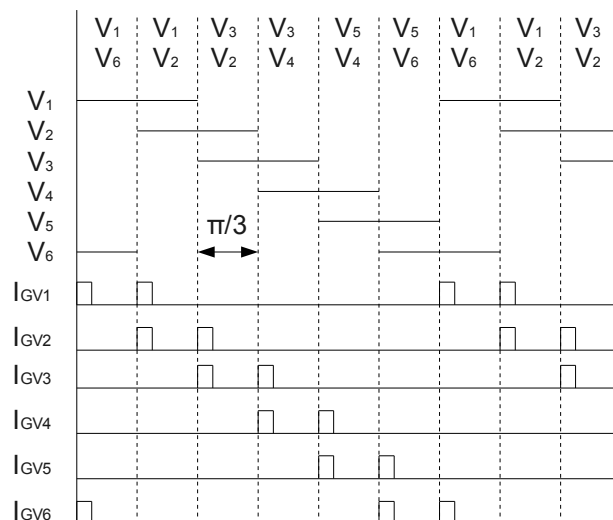
Pro $U_{d0(AV)}$ platí:

$$U_{d0(AV)} = \frac{p}{\pi} \cdot U_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \frac{6U \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = 2,34 U \quad (7)$$



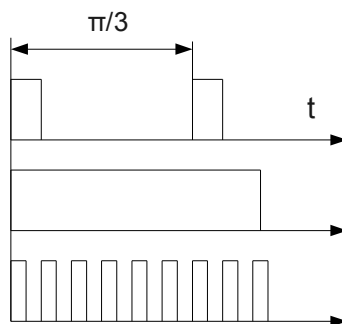
Obr. 15: Šestipulsní řízený usměrňovač s výstupními tlumivkami a zátěží

Řídicí úhel α je možné regulovat v rozsahu $0 < \alpha < \pi$. Amplituda průběhů, ze kterých je průběh usměrněného napětí složen, je rovna velikosti sdruženého napětí sítě. Z průběhů napětí a proudu je vidět, že činnost usměrňovače je rozdělena do šesti taktů. Každý takt trvá $\pi/3$ a délka sepnutí každého spínače je $2\pi/3$ (viz. spínací diagram na obrázku 16). Ze spínacího diagramu je zřejmé, že jsou sepnuty vždy dva spínače, jeden z anodové a jeden z katodové skupiny. Jimi se uzavírá proud zátěže.



Obr. 16: Spínací diagram šestipulsního usměrňovače [4]

V případě nespojitých proudů je třeba vyslat impuls na řídicí elektrodu na začátku každého taktu (tzv. zdvojené impulsy). Stejnou funkci jako zdvojený impuls zastane impuls o délce větší než $\pi/3$. Z důvodu velkého výkonového namáhání hradla tyristoru je impuls nahrazen řadou krátkých impulsů trvajících více než $\pi/3$. U akumulátorového nabíječe se předpokládá nepřerušovaný proud zátěží, takže zdvojené impulsy nejsou vyžadovány. Výjimkou je stav při rozběhu měniče.



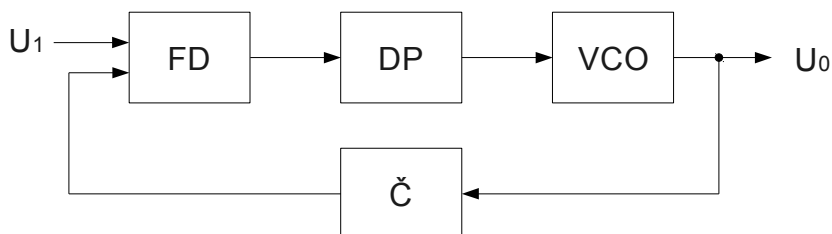
Obr. 17: Typy spínacích impulsů[4]

3.8.1 Synchronizační obvod

Pro korektní funkci řízeného usměrňovače je nezbytné synchronizovat generování řídicích pulsů se sítovým napájecím napětím. K tomuto účelu slouží komparátor a fázový závěs s čítačem ve zpětné vazbě. Na vstup komparátoru je přivedeno napětí fáze L_1 , které je porovnáváno s nulovým napětím. Kvůli vysoké hodnotě se fázové napětí nepřivádí na komparátor přímo, ale přes čidlo napětí nebo snižující transformátor. Komparováním s nulovým napětím je síťové sinusové napětí převedeno na napětí obdélníkové. Je pravděpodobné, že napětí U_{L1} obsahuje rušení, které při průchodu nulou způsobí kmitání výstupu komparátoru. Komparátor proto musí být vybaven kladnou zpětnou vazbou zajišťující hysterezi.

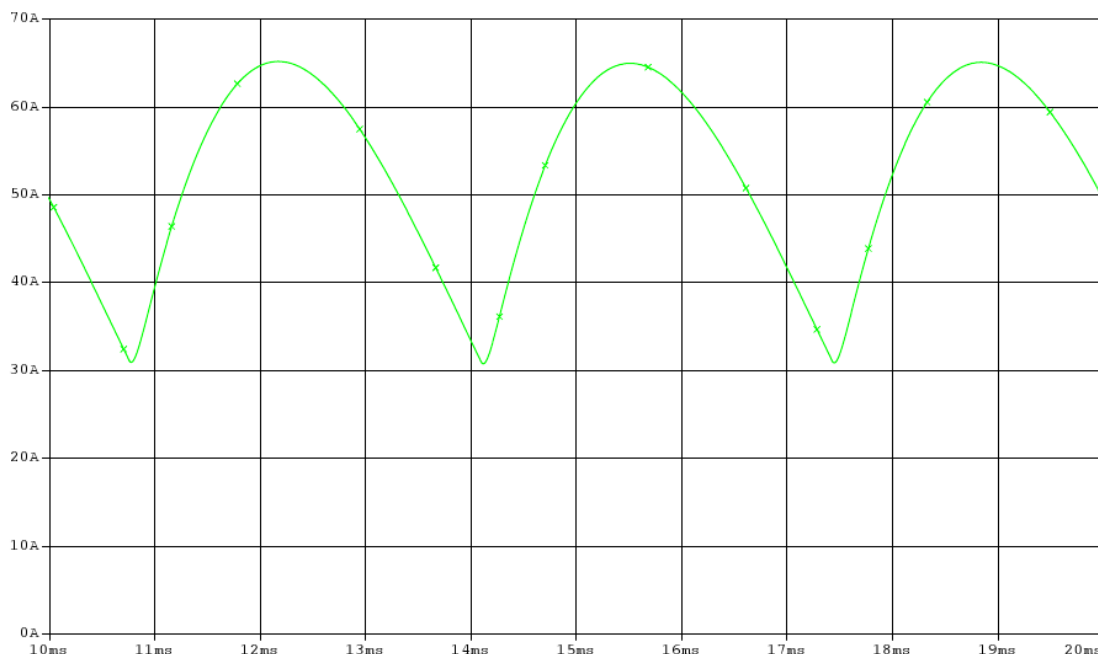
Fázový závěs je elektronický obvod využívající princip zpětné vazby, který umožňuje generovat signál, který je odvozen od vstupního signálu a je s ním fázově svázán. Vstupem fázového závěsu je pásmový signál, výstupem mohou být napěťové signály podle dané aplikace. Fázový závěs je složen ze třech základních bloků [5]:

- Fázový detektor
- Filtř typy dolní propust
- Převodník napětí-frekvence (napětím řízený oscilátor)



Obr. 18: Blokové schéma fázového závěsu

Ve zpětné vazbě PLL je zařazen čítač, takže fázový detektor porovnává napětí U_1 s napětím, které má proti napětí U_0 n -krát nižší frekvenci. Z toho vyplývá, že napětí U_0 má n -krát větší frekvenci než napětí U_1 . U_1 a U_0 jsou použity pro synchronizaci.



Obr. 19: Průběh nabíjecího proudu v případě nabíjení řízeným usměrňovačem

Z důvodu bezpečnosti je střed zátěže uzemněn (což je rozebráno v kapitole 3.10). Tím se šestipulsní usměrňovač z pohledu činnosti rozpadá na dva trojpulsní usměrňovače. Zvlnění výstupního napětí trojpulsního usměrňovače je však větší, takže pro dosažení přijatelného zvlnění proudu zátěže je nutné použít tlumivku s indukčností jednotek mH. Tlumivka s požadovanou indukčností, určená pro proud 40 A, je neúnosně rozměrná a drahá, proto se řízený usměrňovač pro tuto aplikaci příliš nehodí. Při odpojeném středu zátěže je zvlnění proudu výrazně nižší. Průběh na obr. 19 je simulovaný s odpojeným středem zátěže a s filtrem složeným z kondenzátoru 1,5 mF a indukčností 4 mH.

3.9 Zvyšující měnič

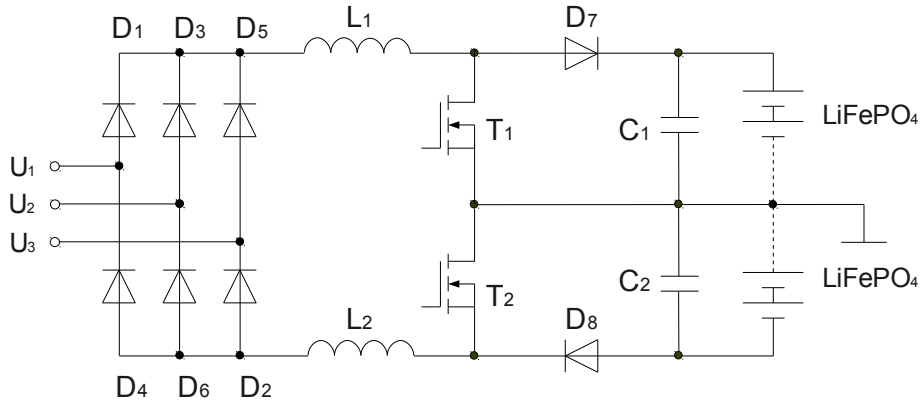
Zvyšující měnič, jehož schéma je na obr. 20, se používá v případě, že je potřeba přenášet energii ze strany nižšího napětí do zdroje s vyšším napětím. Stejně jako u ostatních jednočinných měničů je i v tomto případě činnost rozdělena do dvou taktů. V prvním jsou oba spínače sepnuty a proud teče ze zdroje přes tlumivky a sepnuté spínače zpět do zdroje. Pokud zanedbáme saturační napětí spínačů, můžeme tvrdit, že jsou tlumivky připojeny k napětí zdroje. Velikost proudu tlumivkami v tomto taktu roste. Tlumivka se chová jako spotřebič a akumuluje v sobě energii. V případě, že by nedošlo k rozepnutí tranzistorů, rostla by teoreticky hodnota proudu až na hodnotu zkratového proudu. Proud zátěží naopak klesá, protože je zajišťován pouze vybíjejími se kondenzátory. Diody jsou polarizovány v závěrném směru, takže jimi nemůže procházet proud. Ve druhém taktu jsou spínače rozepnuty. Napětí na tlumivkách je rovno rozdílu napětí zdroje a

napětí zátěže. Protože je napětí zdroje vyšší než napětí zátěže, je na tlumivce záporné napětí. V předchozím taktu tekla tlumivkou proud, který nemůže zaniknout okamžitě, takže se tlumivka chová jako zdroj proudu, jehož velikost exponenciálně klesá k hodnotě

$$\frac{U_z - U_d}{R} > 0 \quad (8)$$

, kde R je vnitřní odpor akumulátorů. Diody jsou polarizovány v propustném směru a dochází ke komutaci proudu ze spínače na diodu. Maximální velikost proudu zátěží je dána vztahem:

$$i_{Zmax} = \frac{U_d}{R} \quad (9)$$



Obr. 20: Neřízený usměrňovač a zvyšující měnič

Napětí na zátěži je definováno vztahem:

$$U_z = \frac{T}{T_2} \cdot U_d = \frac{1}{1-z} \cdot U_d \quad (10)$$

Vzhledem k tomu, že na straně zátěže je nižší napětí než na straně zdroje, není možné zvyšující měnič pro tuto aplikaci použít. To je možné dokázat dosazením do rovnice 10. Výsledkem je záporná hodnota zatěživatel. Zatěživatel může nabývat pouze hodnoty $0 < z < 1$.

3.10 Snižující měnič

Na obrázku je schéma šestipulsního usměrňovače s vnější komutací a snižující měnič s nulovou diodou. Činnost neřízeného usměrňovače je stejná jako činnost řízeného usměrňovače (uvedeného výše) s řídicím úhlem $\alpha = 0^\circ$. Jeho výstupní napětí je dáno rovnicí:

$$U_{d(AV)} = \frac{p}{\pi} \cdot U_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \frac{6U \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = 2,34 U \quad (11)$$

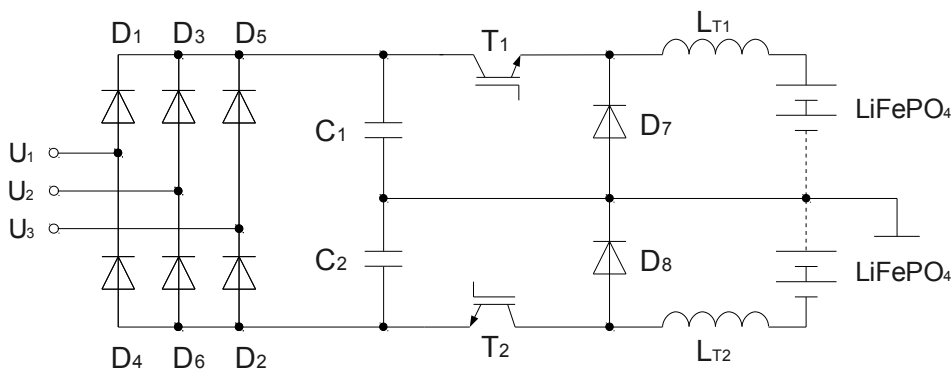
Proud zátěží je regulován pomocí dvouhodnotové regulace. Činnost snižujícího měniče je rozdělena do dvou taktů. V prvním jsou oba tranzistory vypnuté. Předpokládáme, že v předešlém taktu tekla tlumivkami L_{T1} a L_{T2} proud. Tlumivky se tedy chovají jako zdroje proudu. Proud prochází přes zátěž a nulové diody D_7 a D_8 zpět do indukčností. Je zřejmé, že v této fázi velikost proudu klesá s časovou konstantou $\tau = L/R$, kde L je indukčnost tlumivek a R je vnitřní odpor

nabíjených akumulátorů. Tento stav trvá, dokud hodnota proudu neklesne na spodní hranici regulačního pásma. Ve druhém taktu jsou tranzistory sepnuty. Proud zdroje se uzavírá přes tranzistory, indukčnosti a zátěž. Jeho velikost roste podle časové konstanty τ až na horní hodnotu regulačního pásma.

Stejně jako u řízeného usměrňovače je střed zátěže připojen na kostru vozidla. Tím se šestipulsní usměrňovač rozdělí na dva trojpulsní usměrňovače. Naopak od nabíjení řízeným usměrňovačem však není nutné použít rozměrné tlumivky s vysokou indukčností. Je to umožněno vysokou spínací frekvencí dvouhodnotové regulace proudu. Velikost proudu se řídí poměrem doby sepnutí a vypnutí tranzistoru. Tento poměr se nazývá zatěžovatel. Měnič lze řídit v rozsahu $0 < z < 1$.

$$U_z = \frac{T_1}{T} \cdot U_d = z \cdot U_d \quad (12)$$

Měnič je napájen ze sítě přes proudový chránič, takže proud v obou větvích zátěže musí mít v každém okamžiku stejnou velikost. V případě nerovnosti proudů bude ochranným vodičem téct proud, což chránič vyhodnotí jako únik proudu a dojde k odpojení měniče od sítě. Tato skutečnost velmi komplikuje návrh řídicí jednotky. Kondenzátory C_1 a C_2 jsou připojeny k trojpulsním usměrňovačům, jejichž výstupní napětí je zvlněné a navzájem různé. Navíc nejsou komponenty použité při konstrukci měniče ideální. Spínače tedy nesmějí být sepnuty zcela ve stejnou dobu, ale tak, aby udržovaly nulový rozdíl proudů v zátěži.

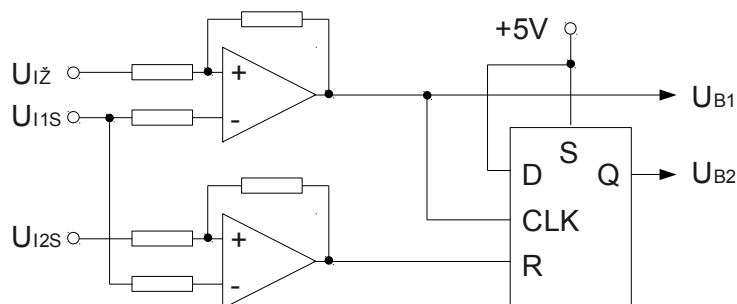


Obr. 21: Neřízený usměrňovač a snižující měnič

Při návrhu je navíc nutné vhodně nastavit šířku pásma regulace proudu. Příliš úzké pásmo vyžaduje zvýšení spínací frekvence. S vyšší frekvencí jsou pevně spjaty spínací ztráty tranzistorů. Druhou metodou, jak docílit menšího rozkmitu proudu, je použití tlumivky s vyšší indukčností. To je však omezeno z konstrukčních důvodů. Při velké šířce pásma je komplikovanější dodržení podmínky rovnosti proudu v obou větvích zátěže.

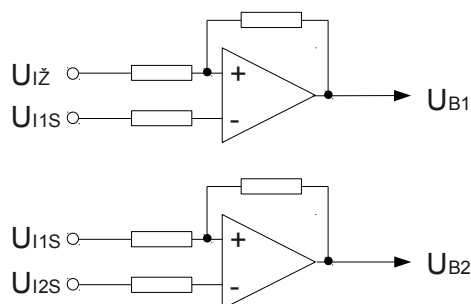
Byly uvažovány dvě varianty řízení: první je založena na současném sepnutí obou spínačů a rozepnutí podle aktuální velikosti proudu v dané větvi zátěže. Horní spínač (T_1) je řízen komparátorem s hysterezí, kde velikost hystereze udává šířku regulačního pásma proudu. Tranzistor sepne pokud je velikost napětí U_{11S} menší než $U_{1Z} - U_H/2$. K vypnutí dojde, pokud je U_{11S} o $U_H/2$ větší než U_{1Z} . Dolní tranzistor (T_2) je řízen pomocí D klopného obvodu. Ten zajišťuje, že se dolní tranzistor sepne s malým zpožděním za horním. Prodleva je způsobena rychlostí klopného obvodu. K vypnutí dolního tranzistoru dojde, pokud je na vstup R klopného obvodu přiveden signál. Ten je generován komparátorem s hysterezí, který porovnává napětí U_{11S} a U_{12S} . Pokud je

proud druhou větví větší, dojde k vygenerování resetovacího signálu. Simulací obvodu jsem dospěl k závěru, že z důvodu velkého vzájemného rozkmitu napětí na meziobvodových kondenzátorech není touto metodou možné regulovat proudy obou větví na stejnou hodnotu. Zvětšením kapacity kondenzátorové baterie na požadovanou hodnotu by její rozměry neúnosně vzrostly.

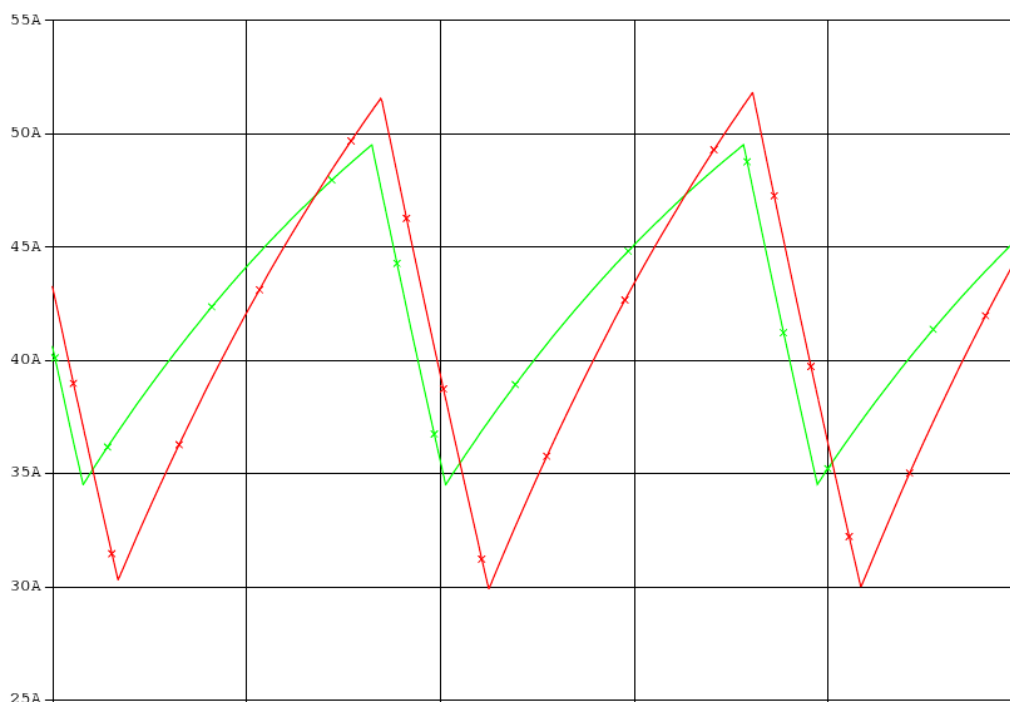


Obr. 22: 1. varianta řídicí jednotky měniče

Druhá varianta počítá s totožným řízením horního tranzistoru. Rozdíl je v řízení dolního. Ten není synchronizován s horním tranzistorem, ale je řízen na hodnotu skutečného proudu v horní větvi zátěže. Ani při použití rychlých komparátorů se však nepodařilo udržet rozdíl proudu v požadovaném pásmu. Důvodem je opět rozkmit napětí v meziobvodu, který způsobuje různou strmost proudů při sepnutí spínačů. Simulovaný průběh proudů je na obrázku 24. Na uvedeném obrázku je červeně vyznačen průběh proudu tranzistorem připojeným k meziobvodu s aktuálně vyšším napětím.

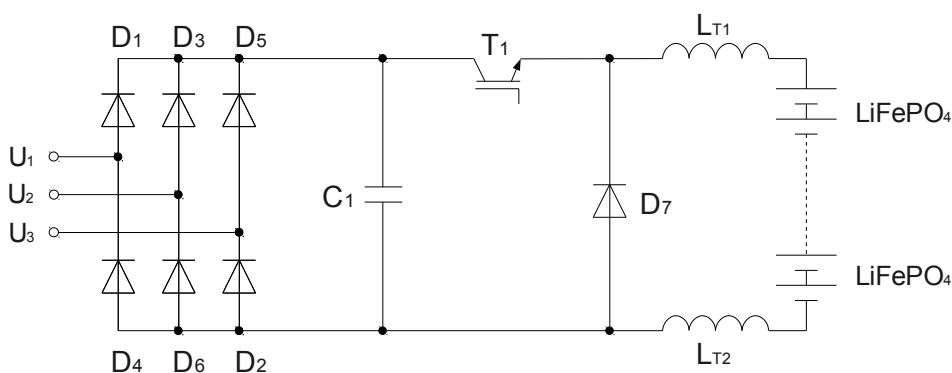


Obr. 23: 2. varianta řídicí jednotky měniče



Obr. 24: Průběhy proudů zátěží s druhou variantou řízení

Možným způsobem dosažení proudové symetrie by bylo použití výrazně vyšší spínací frekvence pro tranzistor připojený k meziobvodu s aktuálně vyšším napětím. Tranzistor připojený k vyššímu napětí by svým spínáním sledoval velikost proudu tekoucího druhou větví obvodu. Řešení by vyžadovalo nasazení mikroprocesorového řízení. Mimo komplikovanost takového řízení by na tranzistoru s vyšší spínací frekvencí neúnosně vzrostly spínací ztráty. Na základě simulací tří uvedených variant jsem došel k závěru, že činnost zařízení je možná pouze při mechanickém odpojení středu zátěže od kostry vozidla po dobu nabíjení akumulátorů. Obvod se změní podle následujícího obrázku. Jedná se o snižující měnič napájený z šestipulsního neřízeného usměrňovače. Zařízení je napájeno trojfázovým napětím. Ochranný vodič je připojen na kostru a nulový vodič není k výkonovému obvodu připojen. Nulový vodič slouží pouze k připojení ventilátorů a zdroje pro řídicí jednotku. Činnost proudového chrániče není ovlivněna.



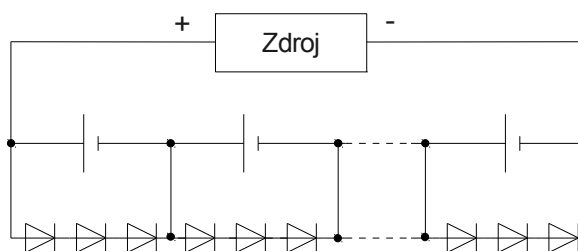
Obr. 25: Snižující měnič bez uzemnění zátěže

3.11 Napěťové balancery

Rozlišujeme dvě základní skupiny balancerů:

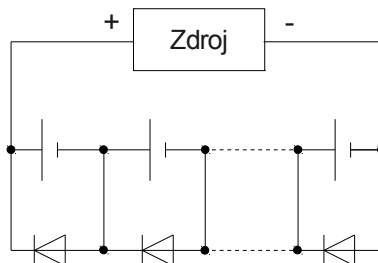
- pasivní – jejich funkce je založena na pouhém převedení nabíjecího proudu do obvodu balanceru, čímž je ukončeno nabíjení daného článku. Nejedná se tudíž o balancer, ale pouze o omezovač napětí. Označení balancer tedy není zcela korektní. Nevýhodou je velmi malá účinnost zapojení. Např. u padesátičlánekového packu by těsně před ukončením nabíjení (nabíjí se již pouze jeden článek) bylo 98% procent energie vyzařeno do okolí ve formě tepla. Balancer je samozřejmě nutné podle toho dimenzovat. Naopak výhodou je velmi jednoduché zapojení.
- aktivní – podstatou aktivního balanceru je odpojení nabitého článku od zdroje aniž by dále byla odebírána energie.

Na obrázku 26 je pasivní balancer s diodami v propustném směru. Napětí článku je dáno přechodovým napětím diod, takže kombinaci diod je nutné volit tak, aby suma jejich přechodových napětí byla co nejblíže maximálnímu nabíjecímu napětí článku. Jedná se o levné a spolehlivé řešení.



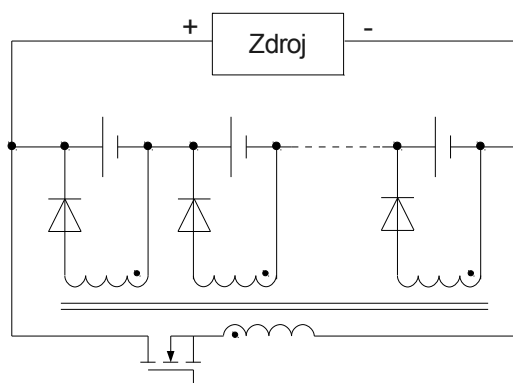
Obr. 26: Pasivní napěťový balancer s diodami v propustném směru

Dalším velice jednoduchým řešením je balancer se Zenerovými diodami. Jedná se také o pasivní balancer. Při nabíjení se napětí článku zvyšuje, dokud nedosáhne hodnoty Zenerova napětí paralelně připojené diody. Ta se poté otevře a převede na sebe proud. Pokud je hodnota proudu příliš velká a dioda ho nemůže převzít celý, je nutné zapojit více diod paralelně. To sebou přináší problémy s rozptylem Zenerova napětí. Proud pak nemusí být rovnoměrně rozložen mezi diodami a může dojít k jejich nerovnoměrnému zatížení nebo poškození.



Obr. 27: Pasivní napěťový balancer se Zenerovými diodami

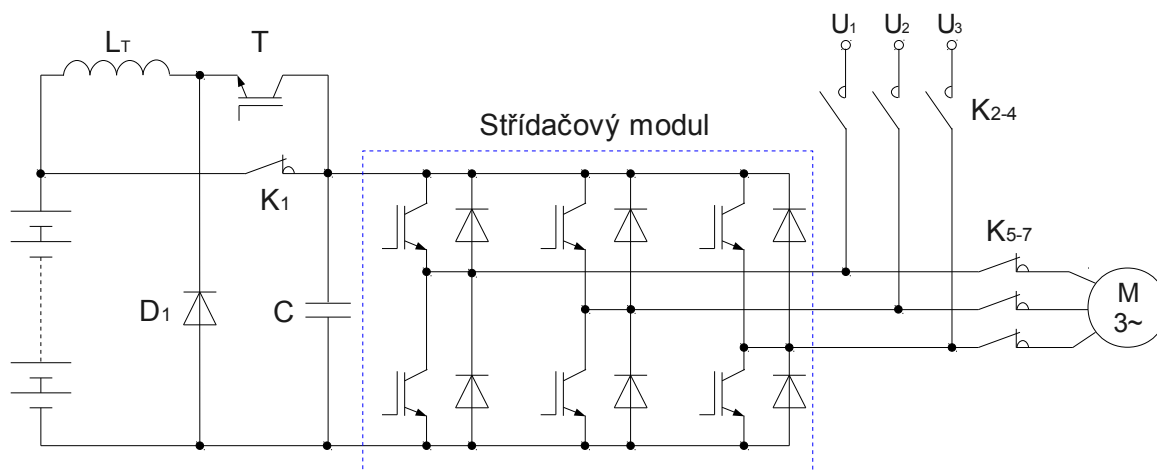
Na obrázku 28 je balancer s blokujícím měničem. Jedná se o aktivní balancer, takže při jeho činnosti nedochází k maření energie. Transformátor má jedno primární vinutí a stejný počet sekundárních vinutí, jaký je počet článků nabíjeného packu. V každém cyklu je spínač sepnut a vypnut. Ze všech článků je odebrán stejný náboj, avšak náboj dodaný konkrétnímu článku je závislý na jeho napětí (stupni nabití). Zcela nabitý článek už tedy není dále nabíjen. Nevýhodou je složitá konstrukce balanceru [8].



Obr. 28: Aktivní napěťový balancer s blokujícím měničem [8]

4 Návrh nabíječe

Kapitola obsahuje návrh dvou měničů. V obou případech se jedná o snižující měnič napájený z neřízeného usměrňovače. Hlavní rozdíl je ve způsobu chlazení a v provedení usměrňovače. V prvním případě je použito nucené chlazení vzduchem a usměrňovací modul. Druhý měnič jsem navrhl jako integrovaný do obvodu střídače pohonu. Je vybaven chladičem s nuceným oběhem kapaliny. Ten slouží i pro chlazení střídače. Usměrňovač je složen z antiparalelních diod střídačového modulu. Schéma integrovaného nabíječe je na obr. 29. Druhé řešení je výhodnější, protože obsahuje pouze jeden chladič, který je využíván jak při provozu nabíječe, tak i střídače. Z principu činnosti elektromobilu je zřejmé, že nabíječ a střídač nikdy nepracují společně, takže chladič není nutné dimenzovat na jejich současnou činnost. Stejně tak je i střídačový modul využíván při nabíjení i vybíjení akumulátoru, což přináší další úsporu. Proti prvnímu typu naopak obsahuje sadu stykačů. Kontakty K_1 a K_{5-7} jsou sepnuté při provozu střídače, K_{2-4} při nabíjení akumulátorů. Při sepnutém K_1 je kondenzátor C připojen paralelně k akumulátoru, takže stabilizuje napětí na vstupu střídače. Při nabíjení akumulátoru je K_1 rozepnutý a kondenzátor pracuje jako meziobvod nabíječe. Tranzistor T je využíván k regulaci nabíjecího proudu. Dioda D_1 je nulová dioda nabíječe. Obě varianty nabíječe pracují na principu dvouhodnotové regulace proudu, takže jsou jejich řídicí jednotky zcela shodné. Stejná je i velikost indukčnosti tlumivky.



Obr. 29: Integrace nabíječe do obvodu střídače

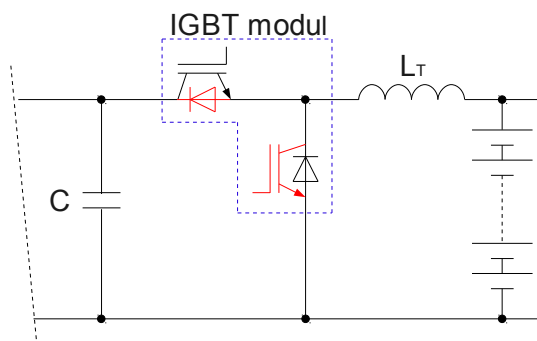
4.1 Měníč chlazený vzduchem

4.1.1 Volba usměrňovacího můstku

Diody usměrňovače je nutné správně napěťově a proudově dimenzovat. V závěrném směru je na diodě napětí rovné rozdílu napětí fáze, ke které je připojena a napětí fáze, k níž je připojena aktuálně sepnutá dioda. Tento rozdíl nabývá maximální hodnoty 560 V, nicméně diody musíme dimenzovat na vyšší hodnotu. Požadovaná střední hodnota výstupního proudu usměrňovače je 40 A. V případě sestavení usměrňovače z šesti diskretních diod by každou z nich tekla proud rovný třetině výstupního proudu, protože v každém okamžiku jsou otevřeny dvě diody. U usměrňovacího můstku v modulovém provedení je hodnota maximálního proudu uvedena přímo v katalogu. Uvedené požadavky splňuje usměrňovací můstek SKD50 firmy SEMIKRON. Modul má závěrné napětí 1600 V a maximální výstupní proud 50 A. Chladicí plocha modulu je bezpotenciálová, takže není nutné použít izolační podložku.

4.1.2 Volba tranzistorů

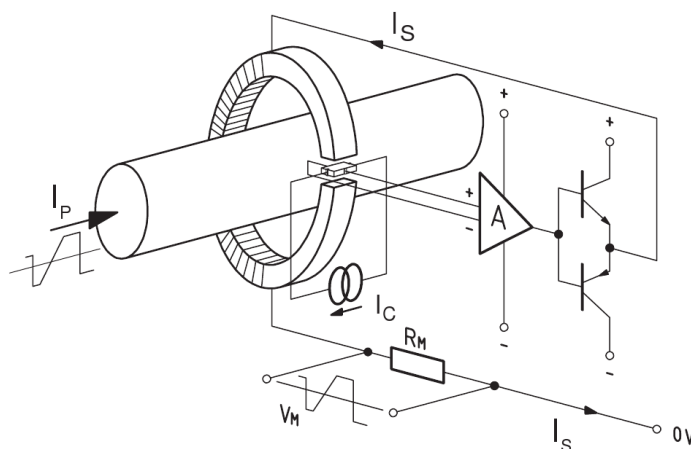
Základními sledovanými parametry jsou jmenovitá hodnota proudu, blokovací napětí a ztrátový výkon. Stejně jako usměrňovač, tak i tranzistor dimenzují na proud 40 A, což je střední hodnota výstupního proudu měniče. Blokovací napětí musí být větší než je napětí meziobvodu. Důvodem je napěťová špička vznikající při rozepnutí tranzistoru. Ztrátový výkon je u většiny tranzistorů srovnatelný, takže ho není nutné při výběru zohledňovat. Požadavky splňuje IGBT modul SKM75GB128D. Modul obsahuje dva tranzistory, z nichž jeden bude využit pro spínání proudu a z druhého bude použita antiparalelní dioda (jako nulová dioda). Zapojení tranzistoru je na následujícím obrázku 30.



Obr. 30: Využití IGBT modulu (červeně jsou vyznačeny nevyužité součástky)

4.1.3 Čidlo proudu

Pro regulaci proudu pomocí dvouhodnotové regulace je nutné znát aktuální velikost proudu v zátěži, k čemuž slouží čidlo proudu. Základními požadovanými parametry jsou přesnost a rychlost čidla. Vybráno bylo čidlo LA55-P firmy LEM. Jedná se o snímač využívající Hallova jevu s uzavřenou smyčkou: proud procházející vodičem vytváří magnetické pole. Toto pole je soustředěno magnetickým jádrem, kterým je vodič protažen. V jádře je vyříznuta mezeza, do níž je umístěn Hallův generátor měřící intenzitu magnetického toku v mezeře.



Obr. 31: Čidlo proudu [2]

Pro lineární oblast hysterezní smyčky materiálu magnetické jádro platí, že intenzita magnetického toku je úměrná primárnímu proudu a intenzitě magnetického toku je úměrné Hallovo napětí. Výstupní napětí Hallova generátoru je tedy úměrné primárnímu proudu. Čidlo pracuje na principu vyhodnocování nulového magnetického toku v jádře. Hallovo napětí není použito přímo k určení primárního proudu, ale k určení velikosti tzv. kompenzačního proudu sekundárního vinutí. Ten vytváří v jádře magnetický tok opačného směru, než má tok vytvořený primárním proudem. Je vždy takový, aby se celkový magnetický tok v jádře rovnal nule. Kompenzační proud uzavírá zpětnovazební smyčku. Tento způsob měření eliminuje teplotní drift. Výstup s proudovou smyčkou není náchylný na rušení a vznik nepřesností vlivem nenulového odporu vodičů. Když je

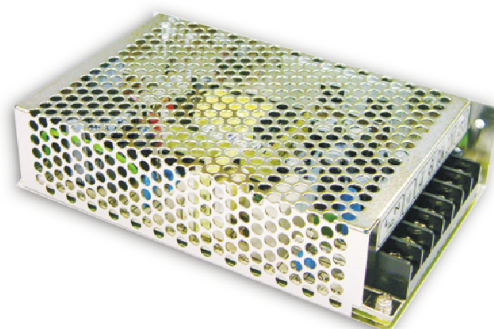
magnetický tok plně kompenzován, magnetický potenciál dvou cívek je stejný. Můžeme tedy psát:

$$N_P \cdot I_P = N_S \cdot I_S \Rightarrow I_S = \frac{I_P \cdot N_P}{N_S} \quad (13)$$

Ze vztahu 13 vyplývá, že sekundární proud I_S je přesným obrazem primárního proudu I_P . Vložením měřicího rezistoru R_M do obvodu získáváme napěťový výstup, který je přesným obrazem primárního proudu. Poměr velikostí primárního proudu a výstupního napětí je dán počtem závitů a velikostí odporu měřicího rezistoru. Čidlo je určené k pájení do DPS. Na jeho spodní straně jsou tři piny: +15 V, -15 V a výstup sloužící k připojení měřicího rezistoru R_M .

4.1.4 Zdroj pro řídicí elektroniku

Řídicí elektronikou se rozumí deska řídicí jednotky, obvod budičů a čidlo proudu. Požadavky na zdroj jsou výstupní napětí +15 V, -15 V a 5 V, výstupní proud 2 A, napájecí napětí 230 V a malé rozměry.



Obr. 32: Napájecí zdroj pro řídicí elektroniku

Uvedené požadavky splňuje spínaný zdroj T – 60C. Jeho rozměry jsou 159 x 97 x 38 mm.

4.1.5 Budiče tranzistorů

Jedná se obvody zajišťující korektní průběh spínání a vypínání IGBT tranzistorů. Předcházejí vzniku poruchových stavů a zajišťují minimální spínací ztráty tranzistorů, které mohou vzniknout např. pomalým spínáním tranzistoru. Funkcí budiče je tedy generování impulsů správného tvaru s dostatečnou výkonovou úrovní na základě vstupních signálů. Nepostradatelná je také schopnost galvanického oddělení řídicí a výkonové strany měniče. To je nutné u tranzistorů pracujících na různých potenciálech a z důvodu bezpečnosti. Galvanické oddělení je možné zajistit optočlenem nebo pulsním transformátorem.

Vybral jsem budič SKHI22AH4 od firmy Semikron. Jeho blokové schéma je na následujícím obrázku.

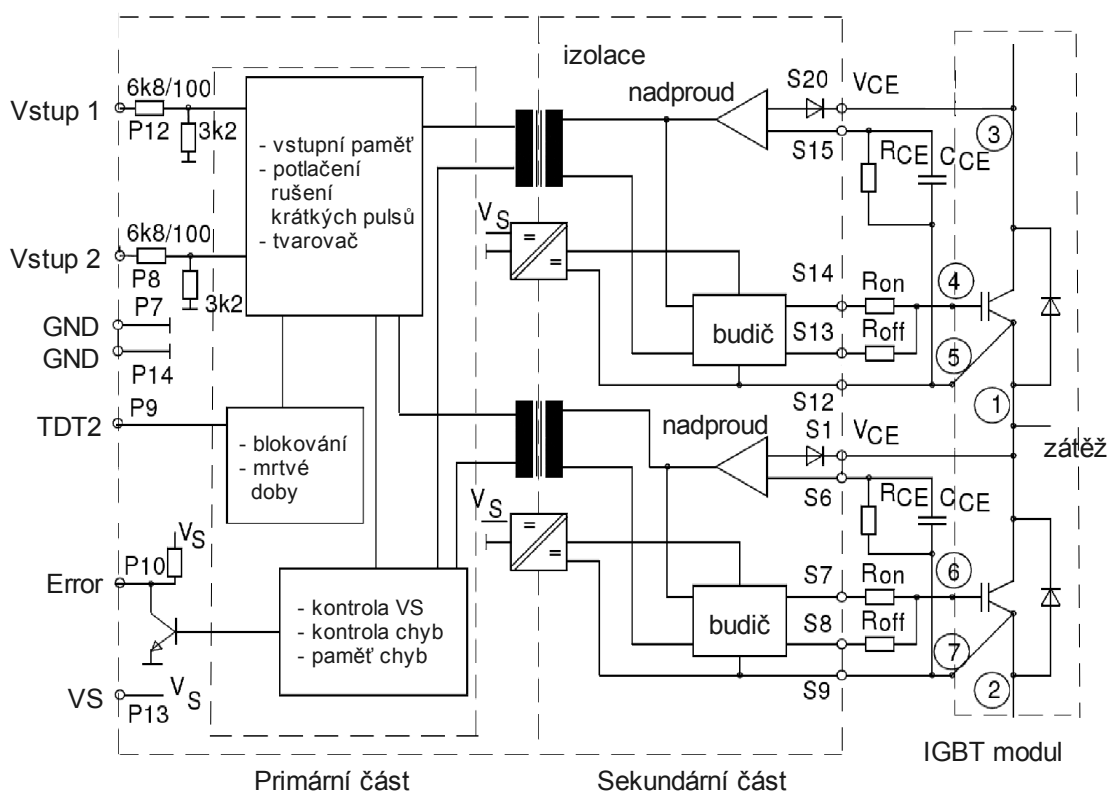
Vstupní obvod

Řídicí signály jsou přivedeny na piny P12 a P8 pro horní, respektive dolní tranzistor. Vstupy jsou CMOS kompatibilní a aktivní v log 1 (15 V => tranzistor zapnut, 0 V => tranzistor vypnut). Vstup tvoří Schmittův klopný obvod. Tím je zajištěna imunita vůči vysokofrekvenčním

impulsům způsobeným rušením. Budič akceptuje pouze impulsy delší než 500 ns.

Generátor mrtvých dob a blokování

Budič je vybaven obvodem, který zajišťuje blokování jednoho tranzistoru, pokud je druhý sepnutý. Dále budič zajišťuje generování mrtvých dob. Délku mrtvé doby je možné zvýšit z 3,25 μ s na 4,24 μ s připojením pinu P9 k napájecímu napětí. Musí však být respektována rychlost spínání a vypínání tranzistoru. V opačném případě by hrozilo současné sepnutí obou tranzistorů v modulu a následný zkrat. U této aplikace je z modulu využit pouze jeden tranzistor (druhý je trvale vypnutý), takže délku mrtvé doby není nutné ošetřit.



Obr. 33: Blokové schéma budiče [11]

Kontrola chyb a paměť chyb

Napájecí napětí budiče je 15 V. Pokles napětí pod 13 V je vyhodnocen jako poruchový stav. Stejně tak je jako chyba vyhodnocen nadproud tranzistorů. Ten může být způsoben zkratem výstupu, současným sepnutím obou tranzistorů modulu nebo zemním spojením v zátěži. Detekce nadproudu je založena na měření napětí U_{CE} na vstupech S1 a S20. Chybový signál je přenesen přes pulsní transformátor do primární části, kde aktivuje paměť chyb a nastaví pin P10 (Error výstup) do log. 0. Při zjištění chyby jsou oba tranzistory vypnuty. Paměť chyb je možné resetovat přivedením log. 0 na vstupy P8 a P12 po dobu delší než 9 μ s.

Pulsní transformátory

Budič je vybaven dvěma pulsními transformátory. Jeden je využíván obousměrně pro

zapínání a vypínání tranzistorů a pro přenos chybových signálů ze sekundární do primární strany. Druhý slouží jako DC/DC pro napájení sekundární strany. Oba transformátory zajišťují galvanické oddělení. Izolační napětí je 4 kV_{AC}.

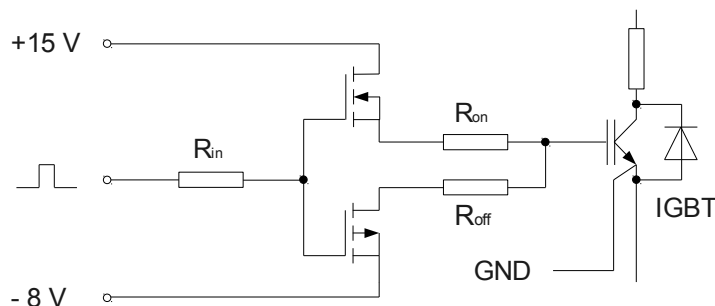
Sekundární strana obsahuje dva symetrické spínače. Každý z nich je složen z následujících komponent:

Napájecí napětí

Napájecí zdroj je složen z usměrňovače, kondenzátoru a stabilizátoru napětí s referenčním napětím - 7 V, + 10 V a + 15 V.

Výstupní zesilovač

Výstup budiče je tvořen dvojicí tranzistorů typu MOSFET. Tranzistory jsou napájeny z izolovaného zdroje a jejich výstup je přiveden podle obrázku 34 na piny S13 a S14 pro horní IGBT a na piny S7 a S8 pro dolní IGBT. Řídící elektrody IGBT modulu se nepřipojují k budiči přímo, ale přes rezistory R_{on} a R_{off} . Tyto rezistory slouží k nastavení rychlosti spínání a vypínání modulu. Výstup budiče má dva stavy, + 15 V pro sepnutí modulu a - 7 V pro vypnutí.

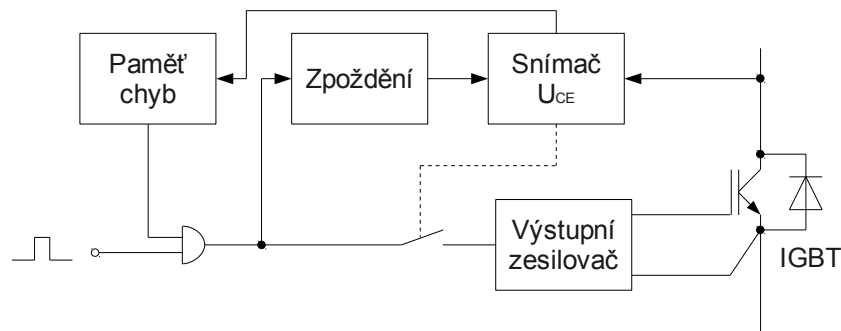


Obr. 34: Výstup budiče [10]

I přesto, že jsou IGBT tranzistory řízeny napětím, objevuje se v okamžiku sepnutí a vypnutí na řídící elektrodě proudový impuls. Ten je způsoben kapacitou elektrody. Tvar impulsu je ovlivněn hodnotou rezistorů R_{on} a R_{off} . Pro zajištění spolehlivého vypnutí IGBT, když je budič bez napětí, je mezi emitor tranzistoru a G_{off} připojen rezistor 22k.

Sledování napětí U_{CE}

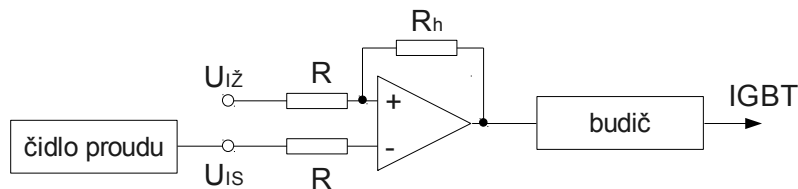
Obvod sleduje velikost napětí U_{CE} IGBT tranzistoru v sepnutém stavu. Pokud je překročena referenční hodnota napětí (10 V), je tranzistor vypnut a aktivován signál error. Velikost referenčního napětí U_{CEref} je možné samostatně přizpůsobit pro oba IGBT tranzistory podle jejich dynamických vlastností. Nastavení se provádí připojením externích rezistorů R_{CE} mezi piny S15/S12 a S6/S9 pro horní a dolní tranzistor. V okamžiku sepnutí je hodnota U_{CE} větší než referenční hodnota, takže sledovací obvod musí být vybaven zpožděním. Zpoždění se nastavuje externím kondenzátorem C_{CE} , který se připojuje paralelně k R_{CE} . Po uplynutí zpoždění se monitorování U_{CE} aktivuje a v případě $U_{CE} > U_{CEref}$ dojde k vypnutí IGBT.



Obr. 35: Obvod sledování U_{CE} [10]

4.1.6 Řídicí jednotka

Měnič je řízen analogově pomocí dvouhodnotové regulace proudu. Blok řízení se skládá z čidla proudu, komparátoru s hysterezí a budiče IGBT tranzistoru. Převod čidla je 1000:1, takže při proudu zátěží 40 A je hodnota výstupního proudu měřicího pinu 40 mA. Hodnotu měřicího rezistoru jsem zvolil 100 Ω . Napětí na měřicím rezistoru se tedy bude pohybovat v rozmezí 0 - 4 V.



Obr. 36: Schéma řídicí jednotky

Samotnou regulaci zajišťuje komparátor LM311 v zapojení s hysterezí. Napětí U_{Iz} představuje referenční hodnotu komparátoru. Velikost hystereze udává šířku regulačního pásma dvouhodnotové regulace. Výstup komparátoru tvoří člen s otevřeným kolektorem. Pro hysterezní napětí U_h platí:

$$U_h = U' - U'' \quad (14)$$

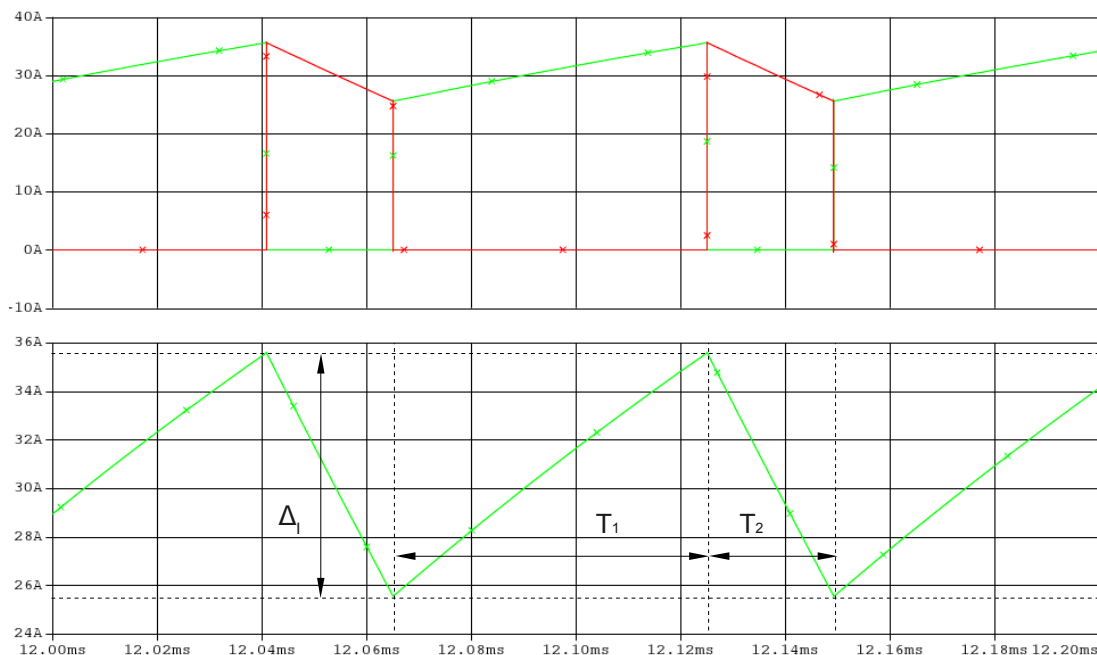
, kde U' a U'' jsou horní a dolní hranice pásma necitlivosti komparátoru s hysterezí při nulovém U_{ref} .

$$U' = \frac{R}{R + R_h} \cdot U_{SAT}^+ + \frac{R_h}{R + R_h} \cdot U_{ref} \quad [5] \quad (15)$$

$$U'' = \frac{R}{R + R_h} \cdot U_{SAT}^- + \frac{R_h}{R + R_h} \cdot U_{ref} \quad [5] \quad (16)$$

Schéma řídicí jednotky je v příloze 12. Řídicí obvod nabíječe je navržen jako podřízený řídicí jednotce celého systému, který zahrnuje nabíječ, akumulátory a balancery. Nadřazený řídicí systém bude zadávat nabíjecí hodnotu U_{Iz} . Na obrázku 37 jsou průběhy základních veličin snižujícího měniče. Horní část zobrazuje průběh proudu tranzistorem (zeleně) a nulovou diodou

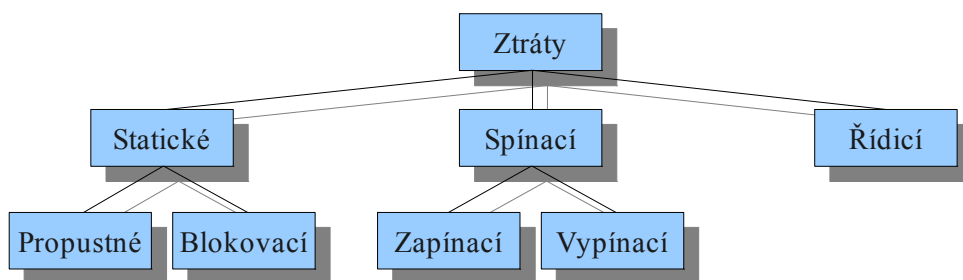
(červeně). Dolní část zobrazuje proud akumulátorem s vyznačenou dobou sepnutí a vypnutí tranzistoru.



Obr. 37: Průběh základních veličin snižujícího měniče

4.1.7 Výpočet ztrátového výkonu

Výkonové ztráty měniče je možné rozdělit do tří skupin: statické, dynamické a řídicí. Největší vliv na oteplení mají ztráty v propustném směru a spínací ztráty. Naopak řídicí ztráty a ztráty v závěrném směru je možné zanedbat, protože dosahují velmi malých hodnot.



Obr. 38: Rozdělení ztrátového výkonu měniče

V případě usměrňovacího můstku je možné zanedbat i spínací ztráty. Ty jsou totiž přímo úměrné spínací frekvenci. Usměrňovací můstek je měnič s vnější komutací připojený na síťové napětí, takže diody můstku pracují na frekvenci 50 Hz. Při této frekvenci jsou spínací ztráty minimální. Ztráty vedením proudu je možné určit podle vztahu:

$$P_{usm} = 6 \cdot (U_{T0} \cdot I_{F(AV)} + r_T \cdot I_{FRMS}^2) = 6 \cdot (0,85 \cdot 13,2 + 0,008 \cdot 24,2^2) = 95,4 \text{ W} \quad (17)$$

Hodnoty proudu dosažené do rovnice jsou získané simulací obvodu v programu Pspice 9.2.

Katalogová hodnota ztrátového výkonu při stejném výstupním proudu je 97 W.

Ztrátový výkon tranzistoru je dán součtem spínacích ztrát a ztrát v propustném směru. Spínací ztráty jde určit z nejobecnějšího vztahu:

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} = f_s \cdot \int_0^{t_{on}} u(t) \cdot i(t) dt + f_s \cdot \int_0^{t_{off}} u(t) \cdot i(t) dt \quad (18)$$

Pro tuto metodu je nutné znát průběhy napětí a proudu tranzistoru při spínání a rozpínání. Průběhy je možné získat pouze měřením. Jednodušší metodou je výpočet z katalogových hodnot E_{on} a E_{off} . V prvním kroku jsem spočítal ztrátovou energii při zpracování (sepnutí a rozepnutí) špičkového opakovatelného proudu:

$$E_{max} = E_{on} + E_{off} = 6 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} = 1,1 \cdot 10^{-3} J = 11 mJ \quad (19)$$

Samotný výpočet spínacích ztrát pro jeden tranzistor jsem provedl dosazením do vzorce:

$$\begin{aligned} P_{swt} &= f_s \cdot E_{max} \cdot \left(\frac{I_z}{I_{cnom}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U_d}{U_{Emax}} \right)^{K_u} \cdot (1 - T_{CESW} \cdot (125 - T_j)) = \\ &= 1,6 \cdot 10^4 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{40}{50} \right)^1 \cdot \left(\frac{540}{600} \right)^{1,35} \cdot (1 - 0,003 \cdot (125 - 125)) = 122 W \quad [7] \quad (20) \end{aligned}$$

, kde K_i , K_u a T_{CESW} jsou konstanty definované výrobcem pro řadu SEMITRANS, do které IGBT modul SKM75GB128D spadá. Teplotu přechodu T_j v této fázi výpočtu můžeme pouze odhadnout, protože pro její přesné určení je nutné znát velikost P_{sw} . Hodnota T_j , kterou jsem dosadil do vzorce, je zjištěná simulací obvodu v nástroji SEMISEL na stránkách výrobce. Podle doporučení v aplikačních poznámkách modulu je vzhledem k velikosti konstanty T_{CESW} možné člen $(1 - T_{CESW} \cdot (125 - T_j))$ zanedbat.

U_{Emax} je napájecí napětí měniče přivedené na kolektor tranzistoru, při kterém by jedním sepnutím a vypnutím tranzistoru vznikla energie E_{max} . Podmínkou je výstupní proud rovný I_{cnom} . V katalogu je napětí U_{Emax} označeno jako V_{CC} . Poměr I_z/I_{cnom} se nazývá činitel proudové využití tranzistoru, U_d/U_{Emax} činitel napěťové využití tranzistoru.

Ztrátový výkon tranzistoru v propustném směru:

$$P_{condt} = I_d (I_d \cdot r_{CE} + U_{CE}) \cdot z = 40 (40 \cdot 0,024 + 0,9) \cdot 0,55 = 41 W \quad (21)$$

Celkový ztrátový výkon tranzistoru:

$$P_t = P_{condt} + P_{swt} = 41 + 122 = 163 W \quad (22)$$

Přepínací ztráty diody:

$$\begin{aligned} P_{swd} &= f_s \cdot E_{rr} \cdot \left(\frac{I_z}{I_{cnom}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{U_d}{U_{Emax}} \right)^{K_u} \cdot (1 - T_{CESW} \cdot (125 - T_j)) = \\ &= 1,6 \cdot 10^4 \cdot 2,4 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{40}{50} \right)^1 \cdot \left(\frac{540}{600} \right)^{1,35} \cdot (1 - 0,003 \cdot (125 - 125)) = 28,9 W \quad (23) \end{aligned}$$

Ztrátový výkon vedením nulové diody:

$$P_{cond} = I_d (I_d \cdot r_t + U_{T0}) \cdot (1 - z) = 40 (40 \cdot 0,018 + 1,1) \cdot (1 - 0,55) = 32,8 \text{ W} \quad (24)$$

Ztrátový výkon nulové diody:

$$P_d = P_{cond} + P_{swd} = 28,9 + 32,8 = 61,7 \text{ W} \quad (25)$$

Ztrátový výkon IGBT modulu:

$$P_{IGBT} = P_t + P_d = 163 + 61,7 = 224,7 \text{ W} \quad (26)$$

Celkový ztrátový výkon měniče:

$$P_{TOT} = P_t + P_d + P_{usm} = 163 + 61,7 + 95,4 = 320,1 \text{ W} \quad (27)$$

4.1.8 Výpočet chladiče

Množství energie vznikající na polovodičové součástce při činnosti měniče souvisí s parametry daného prvku. Tyto vlastnosti jsou definovány výrobcem a není možné je ovlivnit. Stejně tak není možné ovlivnit maximální dovolenou teplotu přechodu. Cílem této kapitoly je navrhnout chladič, který zajistí odvedení energie vzniklé na polovodičích a zabráni tak jejich přehřátí a následnému poškození. K návrhu jsem použil hodnoty výkonů zjištěné v předchozí kapitole a katalogové hodnoty tepelných odporů součástek. Mezi nejběžnější metody chlazení patří:

a) Přirozené chlazení vzduchem:

Tento způsob chlazení je vhodný pro výkony do 200 W na jednu součástku. Lepších vlastností je možné dosáhnout využitím tzv. komínového efektu. Pro aplikaci nabíječe je přirozené chlazení nevhodné z důvodu malé účinnosti. Nespornou výhodou je vysoká spolehlivost a robustnost.

b) Nucené chlazení vzduchem:

Snížení rozměrů a hmotnosti dosáhneme nuceným pohybem vzduchu pomocí ventilátoru. Nežádoucím vedlejším efektem je hluk vznikající činností ventilátoru. I přes použití pohyblivého prvku je možné dosáhnout vysoké spolehlivosti. Vzhledem k jednoduchosti je tento způsob chlazení pro danou aplikaci vhodný.

c) Nucené kapalinové chlazení:

Chlazení je založeno na cirkulaci kapaliny uvnitř chladiče, přičemž nedochází k varu kapaliny. Při konstrukci jsou kladeny vysoké požadavky na preciznost provedení. Z tohoto důvodu není kapalinové chlazení i přes velkou účinnost příliš rozšířeno. Tato metoda umožňuje odvést výkon až 1 kW na jeden prvek.

d) Chlazení tepelnými trubicemi (Heat pipe či Hot pipe):

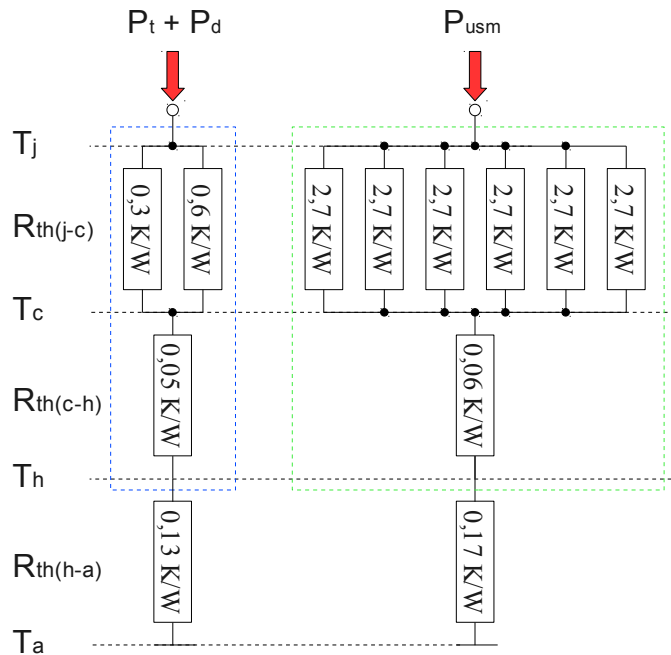
Jedná se o kapalinové chlazení, při kterém dochází k odpařování kapaliny a jejímu následnému ochlazení a kondenzaci. Dosahuje vysoké účinnosti a spolehlivosti bez použití pohyblivých součástí. Nicméně z důvodu malé mechanické tuhosti je pro použití ve vozidle zcela nevhodné.

Výpočet jsem provedl pro teplotu okolí 40 °C. Při umístění všech součástek na jednom chladiči je možné spočítat tepelný přechod chladiče podle vzorce:

$$R_{th(h-a)} = \frac{T_{jmax} - P_{IGBT} \cdot \left(\frac{R_{th(j-c)t} \cdot R_{th(j-c)d}}{R_{th(j-c)t} + R_{th(j-c)d}} + R_{th(c-h)} \right) - T_a}{P_{tot}} =$$

$$= \frac{125 - 224,7 \cdot \left(\frac{0,3 \cdot 0,6}{0,3 + 0,6} + 0,05 \right) - 40}{320,1} = 0,09 \text{ K/W}$$
(28)

Vycházel jsem z předpokladu, že IGBT tranzistor je tepelně namáhanější než usměrňovací můstek. Výsledek rovnice vyjadřuje, jaký může být maximální tepelný odpor chladiče, aby nedošlo k poškození tranzistorů. Použitý chladič musí mít hodnotu tepelného odporu nižší nebo stejnou než 0,09 K/W. Takový chladič by byl velmi rozměrný a měl by nevhodný tvar. Je proto lepší použít dvojici chladičů, z nichž každý má vlastní ventilátor. Tato konfigurace je vhodná díky tomu, že teplý vzduch z prvního chladiče nevstupuje do druhého, ale je transportován mimo měnič. Na chlazení se podílí dvojnásobné množství vzduchu.



Obr. 39: Tepelné schéma výkonové části měniče (modře jsou orámovány IGBT moduly, zeleně usměrňovací můstek)

Na prvním chladiči je umístěn IGBT modul, na druhém usměrňovací můstek. Maximální možný tepelný odpor prvního chladiče jsem spočítal podle vzorce:

$$R_{th(h-a)} = \frac{T_{jmax} - P_{IGBT} \cdot \left(\frac{R_{th(j-c)t} \cdot R_{th(j-c)d}}{R_{th(j-c)t} + R_{th(j-c)d}} + R_{th(c-h)} \right) - T_a}{P_{IGBT}} =$$

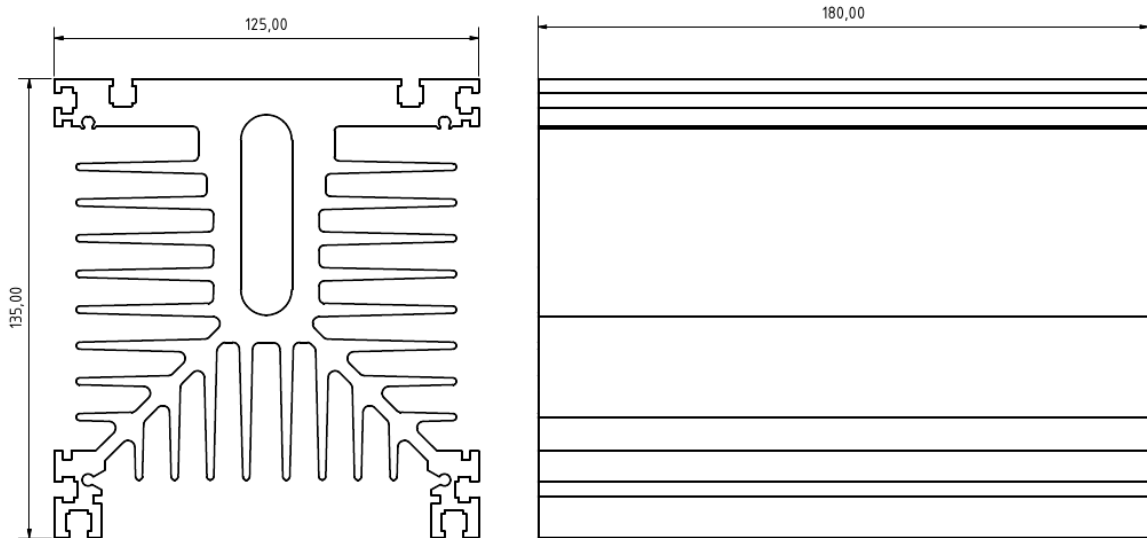
$$= \frac{125 - 224,7 \cdot \left(\frac{0,3 \cdot 0,6}{0,3 + 0,6} + 0,05 \right) - 40}{224,7} = 0,13 \text{ K/W}$$
(29)

Hodnotu tepelného odporu druhého chladiče jsem určil podle vzorce:

$$R_{th(h-a)} = \frac{T_{jmax} - P_{usm} \cdot R_{th(j-c)d} / 6 - P_{usm} \cdot R_{th(c-h)} - T_a}{P_{usm}} =$$

$$= \frac{150 - 95,4 \cdot 2,7 / 6 - 95,4 \cdot 0,06 - 40}{95,4} = 0,63 \text{ K/W}$$
(30)

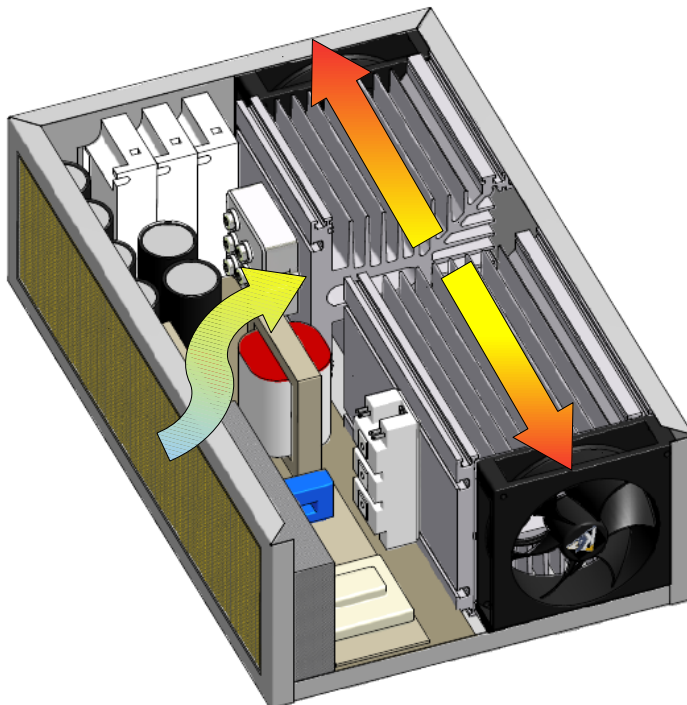
Vybral jsem dvojici chladičů SEMIKRON P3 o délkách 180 a 120 mm. Delší chladič je použit pro IGBT modul, kratší pro usměrňovací můstek. Na delším z chladičů je umístěn ventilátor SUNON DP2000A-2123XLS s průtokem vzduchu 178 m³/h. Tepelný odpor chladiče má hodnotu 0,13 K/W. Pro druhý chladič bude použit ventilátor SUNON DP203AT-2122LBT s průtokem 85 m³/h. Hodnota tepelného odporu druhého chladiče je při spolupráci s uvedeným ventilátorem 0,22 K/W.



Obr. 40: Chladič SEMIKRON P3

Oba ventilátory jsou napájeny střídavým napětím 230 V a jsou připojeny k libovolné fázi na výstupu pojistkového odpojovače, takže pracují po celou dobu činnosti měniče. Stěny chladiče, na kterých nejsou připevněny polovodiče, jsou vybaveny drážkami. Do drážek jsou zasunuty plechy, čímž vznikne uzavřený kanál zajišťující proudění vzduchu mezi žebry. Drážky jsou dobře viditelné

na obrázku 40a. Vzduchový filtr je záměrně umístěn na druhé straně měniče než jsou chladiče. Vzduch tak chladí nejen polovodičové součástky, ale proudí i mezi kondenzátory a tlumivkami, které je také nutné chladit.



Obr. 41: Proudění vzduchu v měniči

4.1.9 Výpočet kapacity meziobvodu

Pro regulaci proudu zátěže je nutné, aby napětí na vstupu snižujícího měniče nekolísalo o více než 6 %. Toho je dosaženo zařazením kondenzátorů do meziobvodu. Vstupní hodnotu je nutné uvažovat 540 V, protože kondenzátor je připojen k šestipulsnímu usměrňovači. Vlastní frekvenci šestipulsního usměrňovače jsem určil podle vzorce:

$$f_{usm} = p \cdot f = 6 \cdot 50 = 300 \text{ Hz} \quad (31)$$

Maximální a minimální hodnota napětí v meziobvodu při rozkmitu 6% :

$$U_{MAX} = U_0 + 0,03 \cdot U_0 = 540 + 0,03 \cdot 540 = 556,2 \text{ V} \quad (32)$$

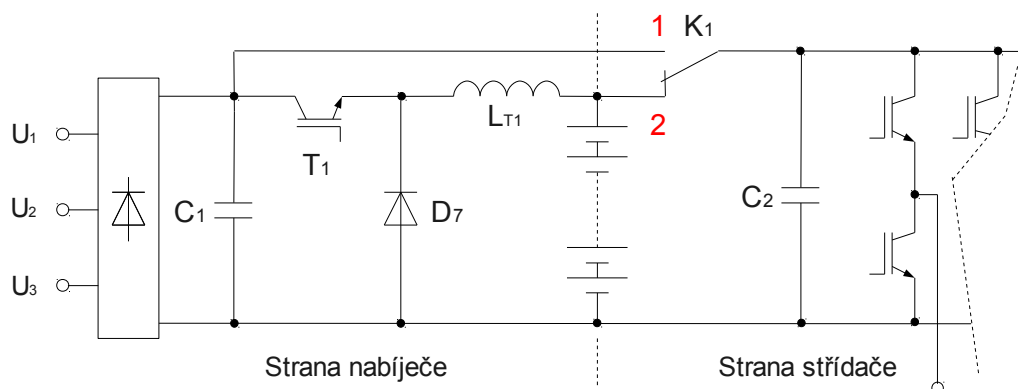
$$U_{MIN} = U_0 - 0,03 \cdot U_0 = 540 - 0,03 \cdot 540 = 523,8 \text{ V} \quad (33)$$

Zbývá stanovit potřebnou kapacitu kondenzátoru:

$$C_{MIN} = \frac{2 \cdot P}{(U_{MAX}^2 - U_{MIN}^2) \cdot f_{usm}} = \frac{2 \cdot 12000}{(556,2^2 - 523,8^2) \cdot 300} = 2,3 \cdot 10^{-3} \text{ F} = 2,3 \text{ mF} \quad (34)$$

Výsledná kapacita kondenzátorové baterie je 2,3 mF. Požadovanou kapacitu je možné snížit podle obrázku 32. Paralelně k meziobvodu nabíječe jsou připojeny filtrační kondenzátory střídače. Pro připojení kondenzátorů je nutné použít stykač, protože kondenzátorové baterie střídače a nabíječe

jsou kladným pólem připojeny na rozdílný potenciál. Při nabíjení akumulátorů bude kontakt K_1 v poloze 1, při provozu střídače v poloze 2. V klidové poloze je kontakt v poloze určené pro napájení střídače. Kondenzátory střídače mají kapacitu 1 mF. Do nabíječe je nutné umístit kondenzátory s kapacitou nižší o tuto hodnotu, tedy minimálně 1,3 mF. Kondenzátorová baterie je složena z šesti kusů kondenzátorů řazených sérioparalelně.



Obr. 42: Připojení kondenzátorů střídače

4.1.10 Návrh tlumivek

Cílem je navrhnout tlumivku, která bude schopna během sepnutí tranzistorů nakumulovat dostatečné množství energie, aby dokázala hradit energii proudu zátěži během rozepnutí tranzistoru. Jak je uvedeno v předchozí kapitole, napětí meziobvodu kolísá mezi hodnotami 523,8 V a 556,2 V. V závislosti na velikosti napětí se mění zatěžovatel měniče. Pro dolní hranici napětí platí:

$$U_Z = z \cdot U_d \rightarrow z = \frac{U_Z}{U_d} = \frac{300}{556,2} = 0,53 \quad (35)$$

, pro horní hranici rozkmitu platí:

$$z = \frac{U_Z}{U_d} = \frac{300}{523,8} = 0,57 \quad (36)$$

Pro požadovaný rozkmit proudu zátěže a spínací frekvenci měniče je při dvouhodnotovém řízení proudu možné určit minimální hodnotu indukčnosti podle vzorce:

$$L = \frac{U_Z \cdot (1 - z)}{\Delta i_Z \cdot f_s} = \frac{300 \cdot (1 - 0,53)}{10 \cdot 1,6 \cdot 10^3} = 8,8 \cdot 10^{-4} \text{ H} = 880 \text{ } \mu\text{H} \quad (37)$$

Do vzorce jsem dosadil hodnotu zatěžovatele pro horní hranici rozkmitu, protože při nižší hodnotě bude vyžadována vyšší hodnota indukčnosti. Jedná se tedy a méně příznivý stav. Hodnota 880 μH bude rozdělena do dvou cívek zapojených sériově. Cívky jsou navinuty na společném jádře. Tím se výrazně zvýší jejich vzájemná indukčnost. Velikost vzájemné indukčnosti je možné stanovit podle vzorce:

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (38)$$

, kde “k” je činitel vazby vyjadřující do jaké míry se cívky navzájem ovlivňují. “k” může nabývat hodnot od 0 do 1 podle toho, jaká je vzájemná poloha obou cívek. Činitel vazby se blíží nule, pokud se cívky navzájem neovlivňují, například jsou velmi vzdálené. Hodnotě 1 se “k” rovná, pokud veškerý magnetický indukční tok vybuzený jednou cívkou prochází závitů druhé cívky. Tento stav nemůže nastat, jde se mu pouze přiblížit. Pro celkovou indukčnost dvou do série zapojených cívek platí:

$$L = L_1 + L_2 + 2 \cdot M \quad (39)$$

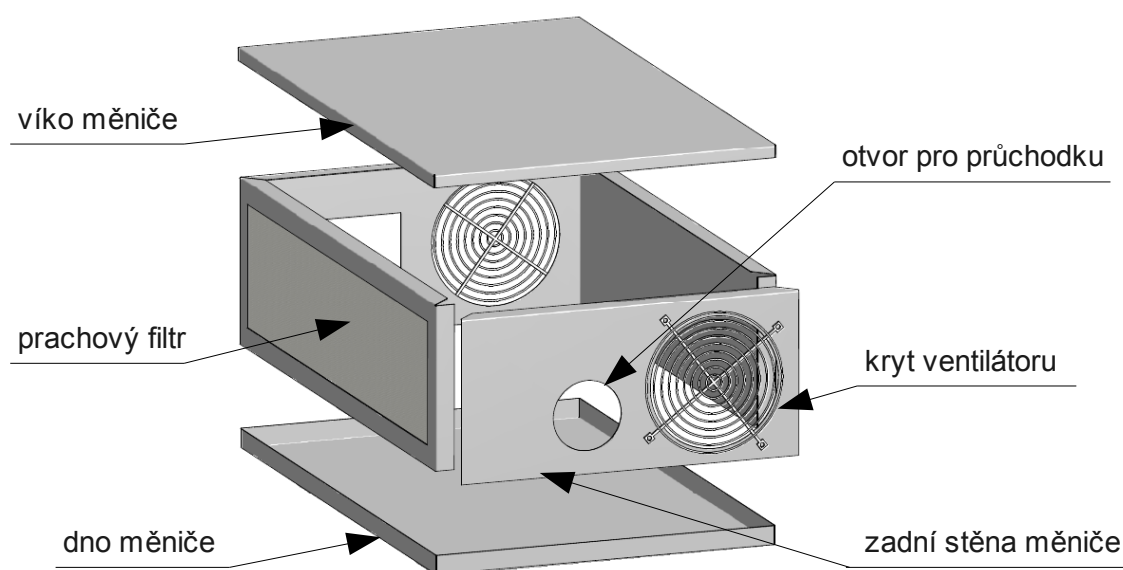
Při frekvenci, na které měnič pracuje, se již uplatňuje vliv skinefektu. Pro jeho zamezení je vinutí cívek složeno ze třech samostatných paralelních vodičů.

4.1.11 Jištění měniče

Vstup měniče tvoří usměrňovací můstek s jmenovitým proudem 50 A a hodnotou přetěžovacího integrálu $I^2t = 1800 \text{ A}^2\text{s}$ při 150 °C. K jeho jištění v případě zkratu meziobvodu je nutné použít pojistky s nižší hodnotou I^2t . Tomu vyhovují válcové pojistky firmy OEZ Letohrad určené pro jištění polovodičů typu PV514 50A gR s $I^2t = 830 \text{ A}^2\text{s}$. Budou použity tři pojistky, jedna pro každou fázi. Pojistky jsou umístěny v odpínači válcových pojistkových vložek OPV14S-3 stejné firmy. Odpínač je určený pro jmenovité proudy do 63 A, což je pro tuto aplikaci dostačující. IGBT tranzistory jsou chráněny proti zkratu výstupu měniče budiči, které v případě nadproudu tranzistory zablokuje, takže nejsou nutná žádná další opatření.

4.1.12 Krytí měniče

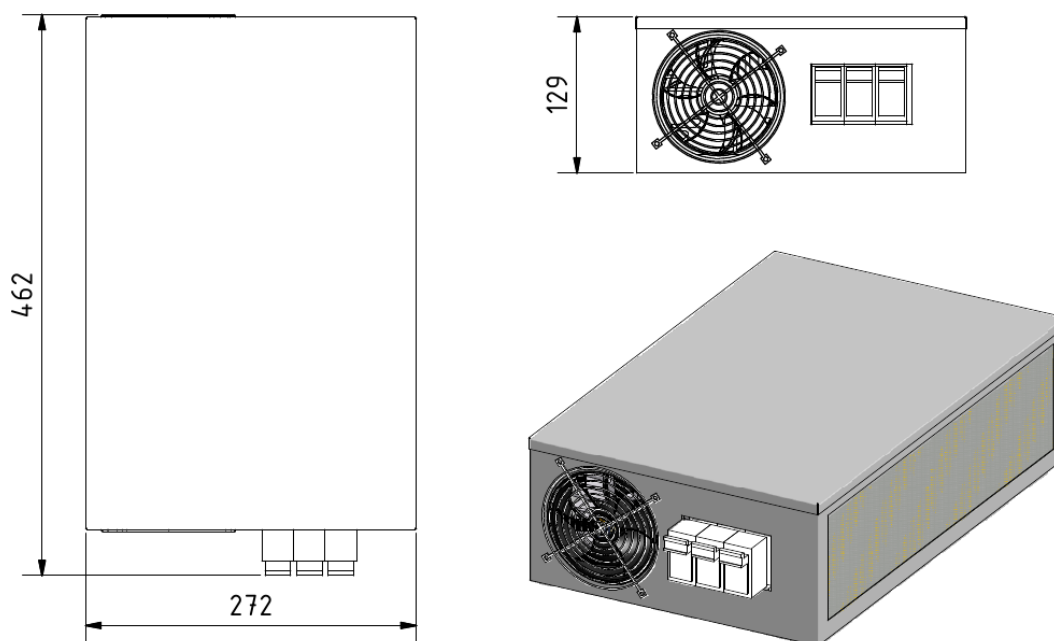
Kryty měniče jsou vyrobeny z ocelového plechu tloušťky 1 a 1,5 mm. Hlavní nosnou částí je dno, které je vyrobeno z plechu o tloušťce 1,5 mm. Zbylé plechy mají pouze krycí funkci a jsou vyrobeny z materiálu o tloušťce 1 mm. Z důvodu umístění měniče ve vozidle, kde se předpokládá velké množství prachu, není chladič vzduch nasáván přímo, ale přes prachový filtr umístěný na boční stěně měniče. Filtr je uchycen dvěma mřížkami. V přední stěně je otvor pro pojistkový odpojovač. Na zadní stěně je kruhový otvor pro dvoukabelovou průchodku AG50GY. Otvory pro výstup vzduchu z měniče jsou chráněny mřížkou SUNON FG12.



Obr. 43: Kryt měniče

Měnič má hodnotu krytí IP 24. Nízká hodnota krytí proti vniknutí cizích těles je způsobena použitím mřížky ventilátoru s roztečí 2,5 mm. Krytí proti vniknutí vody je závislé na vlastnostech použitého prachového filtru a pojistkového odpojovače. Běžně používané prachové filtry by zabránili vniknutí vody do měniče, nicméně při nasáknutí klesá jejich schopnost propustit vzduch.

4.1.13 Rozměry a parametry měniče



Obr. 44: Vnější rozměry měniče

Elektrické parametry:

Jmenovité vstupní napětí:	3 x 380 V
Jmenovitý vstupní proud:	15 A
Jmenovité výstupní napětí:	300 V
Jmenovitý výstupní proud:	40 A

Mechanické parametry:

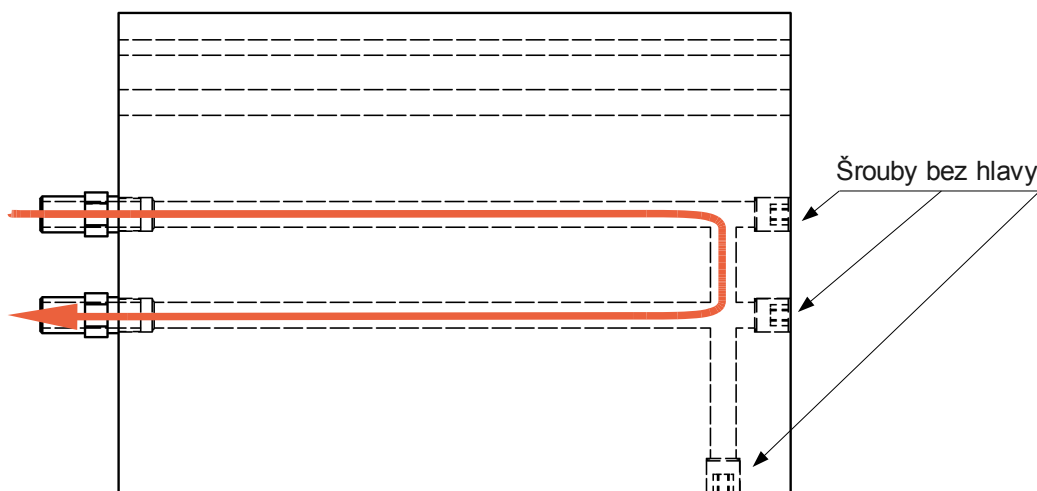
Rozměry:	462 x 272 x 129 mm
Pracovní teplota:	- 40 až + 40 °C
Stupeň krytí:	IP 24
Hmotnost:	cca 12 kg

4.2 Vodní chladič

Kapitola obsahuje pouze návrh těch komponent, které nejsou shodné s komponentami použitými v měniči chlazeném vzduchem.

4.2.1 Ověření účinnosti chlazení

K chlazení měniče je použit chladič s nuceným oběhem kapaliny SEMIKRON WP16-300. Hodnota tepelného odporu chladiče je 0,02 K/W. Oběh kapaliny je vymezen trojicí šroubů zapuštěných do těla chladiče.



Obr. 45: Chladič SEMIKRON WP16 s vyznačeným oběhem kapaliny

Výpočet ztrátového výkonu střídačového modulu zapojeného jako usměrňovač:

$$P_{usm} = 6 \cdot (U_{T0} \cdot I_{F(AV)} + r_T \cdot I_{FRMS}^2) = 6 \cdot (1,1 \cdot 13,2 + 0,004 \cdot 24,2^2) = 101,2 \text{ W} \quad (40)$$

Ztrátový výkon tranzistoru a nulové diody je stejný jako v případě chlazení vzduchem. Celkový ztrátový výkon měniče je možné určit podle vztahu:

$$P_{tot} = P_t + P_d + P_{usm} = 163 + 61,7 + 101,2 = 325,9 \text{ W} \quad (41)$$

Kontrola oteplení tranzistoru:

$$T_j = T_a + P_{tot} \cdot R_{th(h-a)} + P_{IGBT} \left(\frac{R_{th(j-c)t} \cdot R_{th(j-c)d}}{R_{th(j-c)t} + R_{th(j-c)d}} + R_{th(c-h)} \right) =$$

$$= 60 + 325,9 \cdot 0,014 + 224,7 \left(\frac{0,3 \cdot 0,6}{0,3 + 0,6} + 0,05 \right) = 120,7 \text{ } ^\circ\text{C}$$
(42)

Kontrola oteplení diod střídačového modulu:

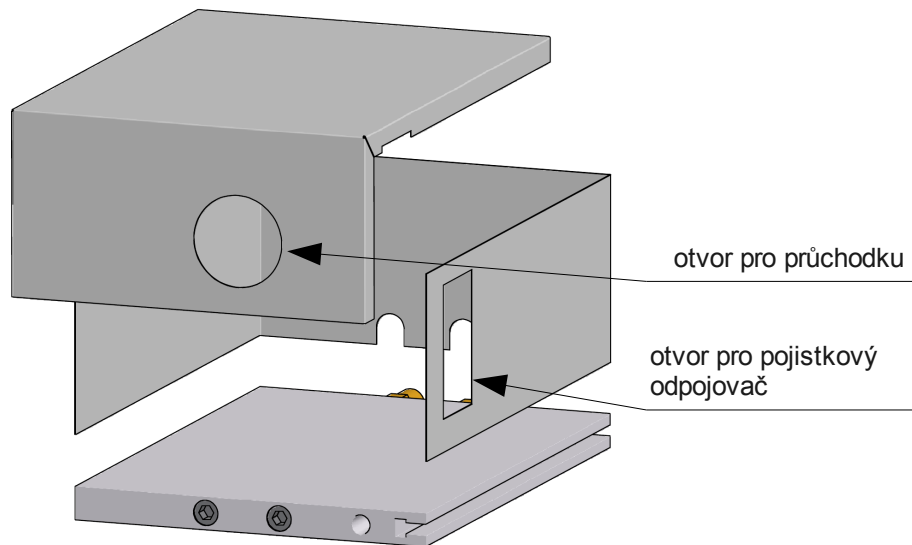
$$T_j = T_a + P_{tot} \cdot R_{th(h-a)} + P_{usm} \cdot (R_{th(j-c)}/6 + R_{th(c-h)}) =$$

$$= 60 + 325,9 \cdot 0,014 + 101,2 \cdot (0,8/6 + 0,05) = 83,1 \text{ } ^\circ\text{C}$$
(43)

Kontrolu oteplení jsem provedl pro teplotu okolí 60 °C. Střídačový modul ani tranzistor nepřesáhli maximální dovolenou teplotu přechodu. Měníč je tedy možné v této konfiguraci provozovat.

4.2.2 Krytí měniče

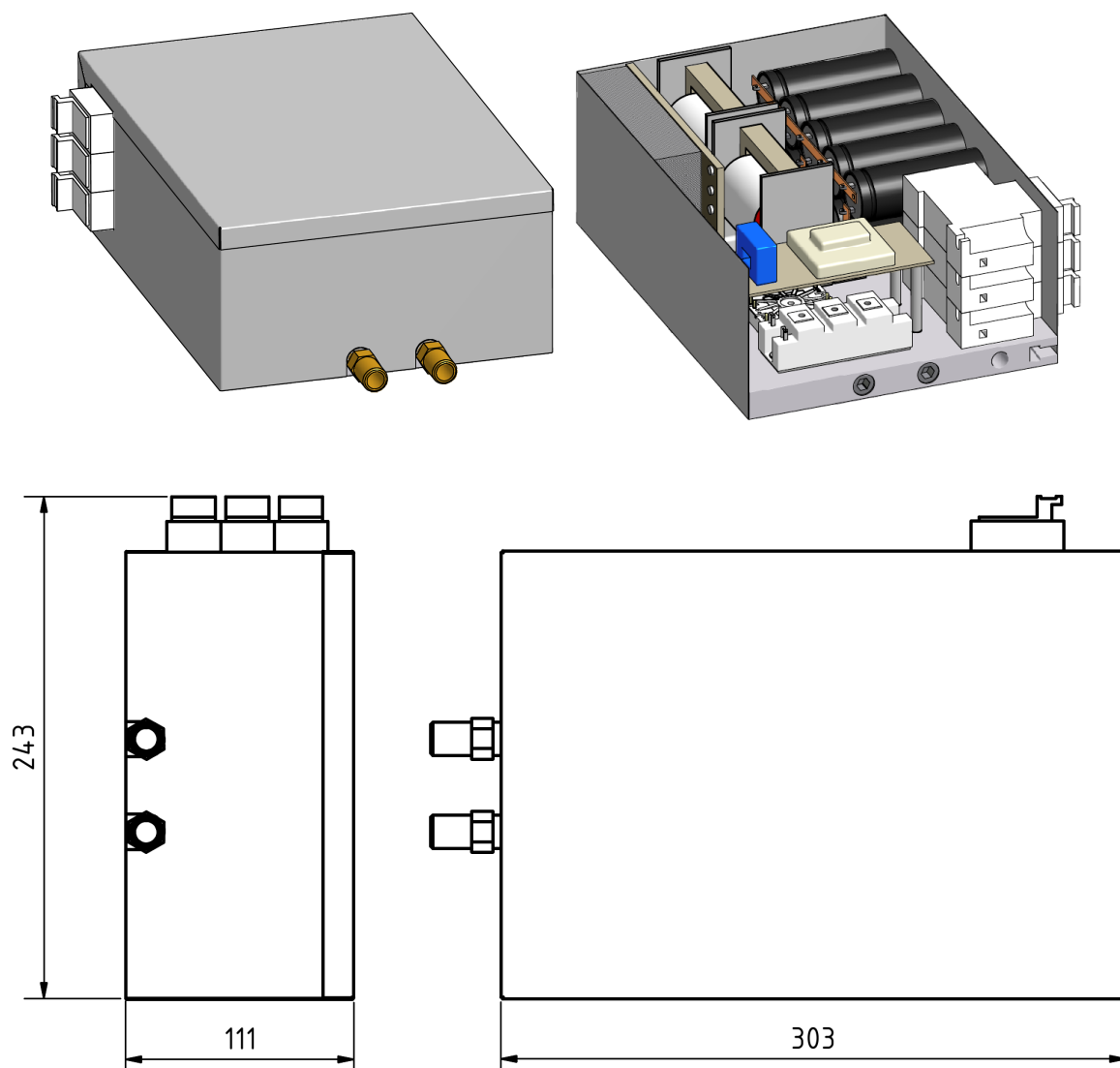
Hlavní nosnou částí měniče je samotný chladič. K němu jsou upevněny veškeré komponenty. Kryty měniče mají pouze krycí funkci a jsou z ocelového plechu tloušťky 0,75 mm. Díky absenci ventilátorů má měnič vyšší stupeň krytí. Jeho hodnota je omezena vlastnostmi pojistkového odpojovače a dosahuje hodnoty IP 54.



Obr. 46: Kryty měniče

Plechý měniče tvoří uzavřený obal bez průduchů, takže je nutné zajistit chlazení tlumivek. To je řešeno umístěním tlumivek do hliníkových chladičů s “U“ profilem. Prostor mezi tlumivkou a chladičem je vyplněn pryskyřicí s dostatečnou tepelnou vodivostí. Chladič s “U“ profilem je upevněn na vodní chladič.

4.2.3 Rozměry a parametry měniče



Obr. 47: Celkový pohled na měnič, rozměry měniče

Elektrické parametry jsou stejné jako v případě vzduchem chlazeného měniče.

Mechanické parametry:

Rozměry: 303 x 243 x 111 mm

Pracovní teplota: - 40 až + 60 °C (dolní hranice je omezena vlastnostmi chladicí kapaliny)

Stupeň krytí: IP 54

Hmotnost: cca 10 kg

5 Závěr

Práce se zabývá návrhem výkonového polovodičového měniče určeného pro nabíjení LiFePO_4 akumulátorového packu. Jak se postupem času ukázalo, bylo při návrhu nutné zvládnout široké spektrum odlišných technických oblastí. Návrh je proveden s ohledem na provoz měniče v elektromobilu. Zařízení má dostatečnou mechanickou odolnost dosaženou použitím ocelových plechů tloušťky až 1,5 mm. Ohled je brán také na stupeň krytí IP. Jeho hodnota je IP 24 u vzduchem chlazeného měniče, respektive IP 54 pro měnič s vodním chlazením. Před samotným návrhem bylo nutné zvolit takový typ měniče, který by byl schopen splnit zadané požadavky. Výběr jsem provedl na základě rozboru v úvodu práce a na základě simulace jednotlivých obvodových řešení v programu OrCAD Pspice 9.2. Nejlepší parametry vykazuje snižující měnič napájený z neřízeného usměrňovače. Vybrán byl také pro jednoduchost konstrukce.

Návrhová část práce obsahuje dvě varianty snižujícího měniče. V obou případech bylo nutné především vhodně výkonově dimenzovat polovodičové prvky, určit ztrátový výkon polovodičových součástek a vybrat vhodné chlazení. Dále bylo nutné stanovit požadovanou kapacitu kondenzátorové baterie. Při návrhu tlumivek jsou určeny pouze požadované hodnoty indukčnosti, a to z důvodu zadání jejich případné výroby specializované firmě. Z pohledu aplikace ve vozidle se jeví jako vhodnější verze integrovaná do střídače s vodním chlazením. Pro konstrukci integrovaného nabíječe by byl nezbytně nutný návrh nabíječe běžící souběžně s návrhem střídače. To však nebylo možné, protože v době vypracování této práce byl již střídač ve fázi konstrukce a oživování. Na základě instrukcí vedoucího diplomové práce byl proveden návrh obou variant a vytvořena potřebná dokumentace. Návrh krytí a přesné rozmístění komponentů je provedeno pomocí CAD softwaru s 3D vizualizací Autodesk Inventor 2009. Návrh byl proveden tak, aby byl v případě demontáže maximálně ulehčen přístup k jednotlivým dílům měniče. Grafické výstupy z programu jsou uvedeny v kapitole návrhu, případně v přílohách.

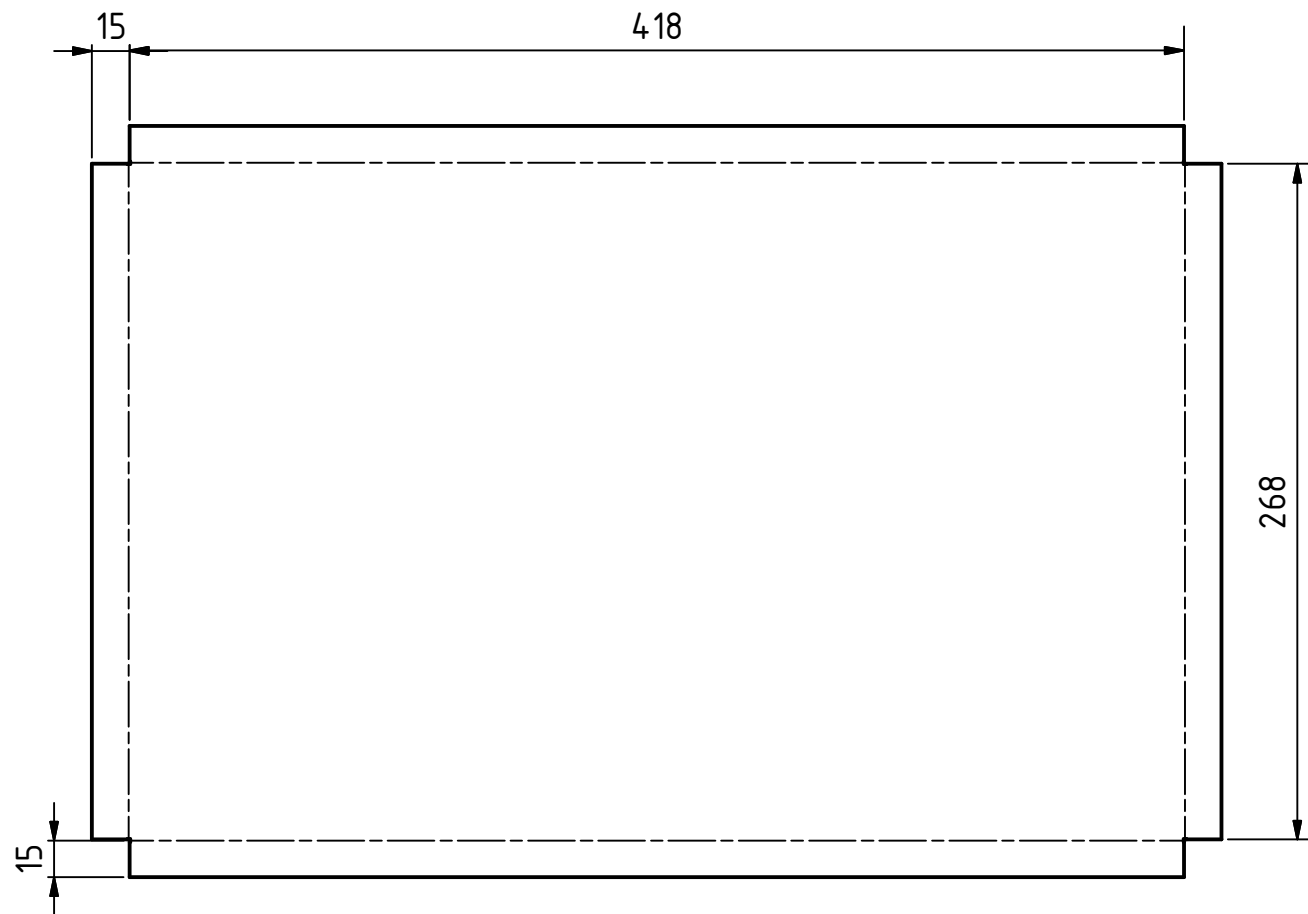
Největší přínos práce spočívá v návrhu takového řešení, které využívá komponenty již obsažené v elektromobilu bez ohledu na přítomnost nabíječe. Dvojí funkce těchto prvků přináší značné úspory jak při konstrukci, tak při samotném provozu vozidla.

6 Seznam použitých zdrojů:

- [1] Kameš J., Alternativní pohony automobilů. Praha, BEN, 231 s., ISBN 80-7300-127-6
- [2] Isolated current and voltage transducers. Dostupné na <http://www.lem.com>, 19. 3. 2010
- [3] Vondrášek F., Výkonová elektronika svazek II – *Měniče s vnější komutací*. Západočeská univerzita Plzeň, 1994, Plzeň. ISBN 80-7082-137-X.
- [4] Vondrášek F., Výkonová elektronika svazek III - Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Západočeská univerzita Plzeň, 1998, Plzeň. ISBN 80-7082-485-9.
- [5] Brandštetter P., Technické prostředky pro řízení elektrických pohonů. VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2005, Ostrava
- [6] elektroauto.cz, 22.4.2010
- [7] <http://semisel.semikron.com/help/> , 22.4.2010
- [8] Filip R., Akumulátorový balancer (diplomová práce), 2009, Pardubice
- [9] Novotný V., Vorel, P., Patočka, M., Napájení elektronických zařízení. 1999, Brno
- [10] Vaculík P., Hlavní střídač pohonu elektromobilu s vodním chlazením. VŠB-Technická univerzita Ostrava, 2007, Ostrava
- [11] Data list SKHI22AAH4, www.semikron.com, 22.4.2010

7 Seznam příloh:

Příloha 1:	Vzduchem chlazený měnič – dno měniče
Příloha 2:	Vzduchem chlazený měnič – boční stěny měniče
Příloha 3:	Vzduchem chlazený měnič – zadní stěna měniče
Příloha 4:	Vzduchem chlazený měnič – víko měniče
Příloha 5:	Měnič s vodním chlazením – stěny měniče
Příloha 6:	Měnič s vodním chlazením – víko měniče
Příloha 7	Měnič s vodním chlazením – chladič tlumivky
Příloha 8:	Schéma simulace šestipulsního usměrňovače
Příloha 9:	Schéma simulace snižujícího měniče
Příloha 10:	Řídicí deska
Příloha 11:	Řídicí deska, rozmístění součástek
Příloha 12:	Schéma řídicí desky
Příloha 13:	Výkonová deska



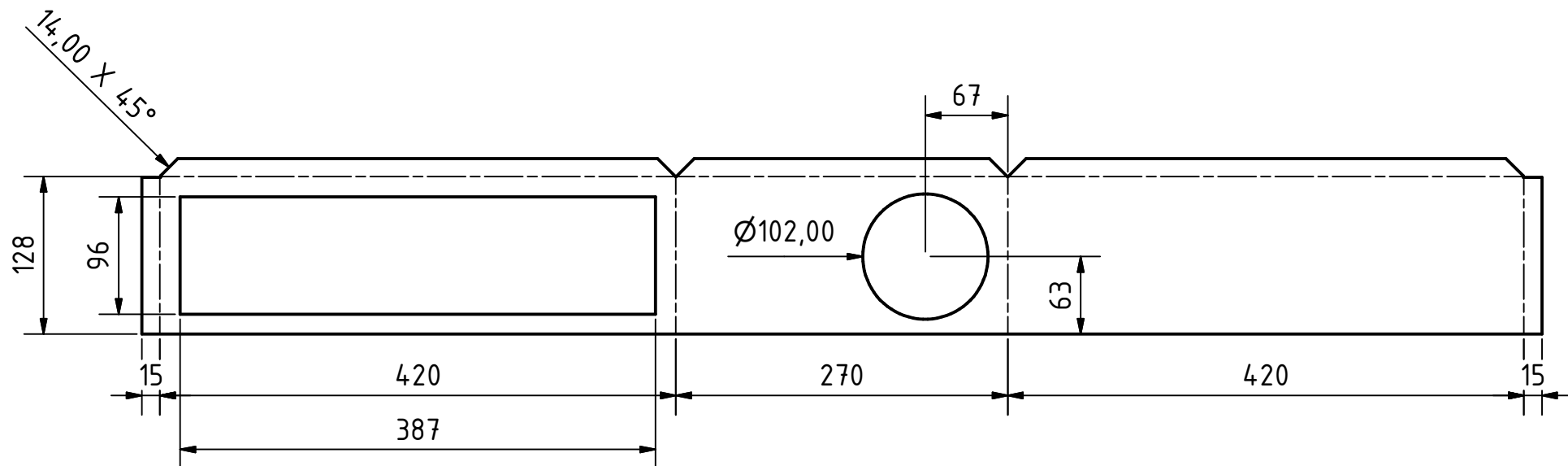
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:3

Příloha 1: Vzduchem chlazený měnič - dno měniče

Materiál: ocelový plech 1,5 mm



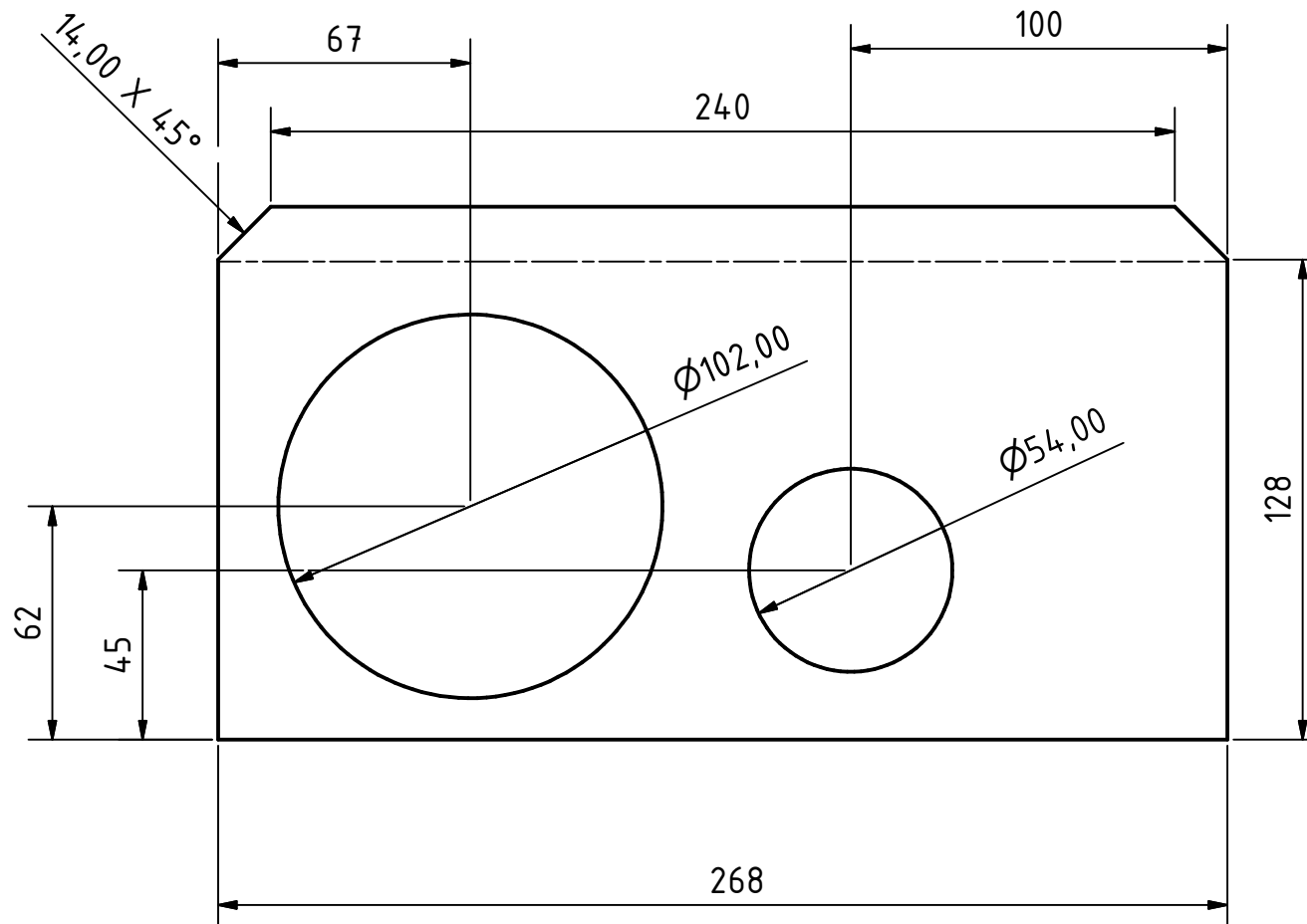
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:5

Příloha 2: Vzduchem chlazený měnič - stěny měnice

Materiál: ocelový plech 1 mm



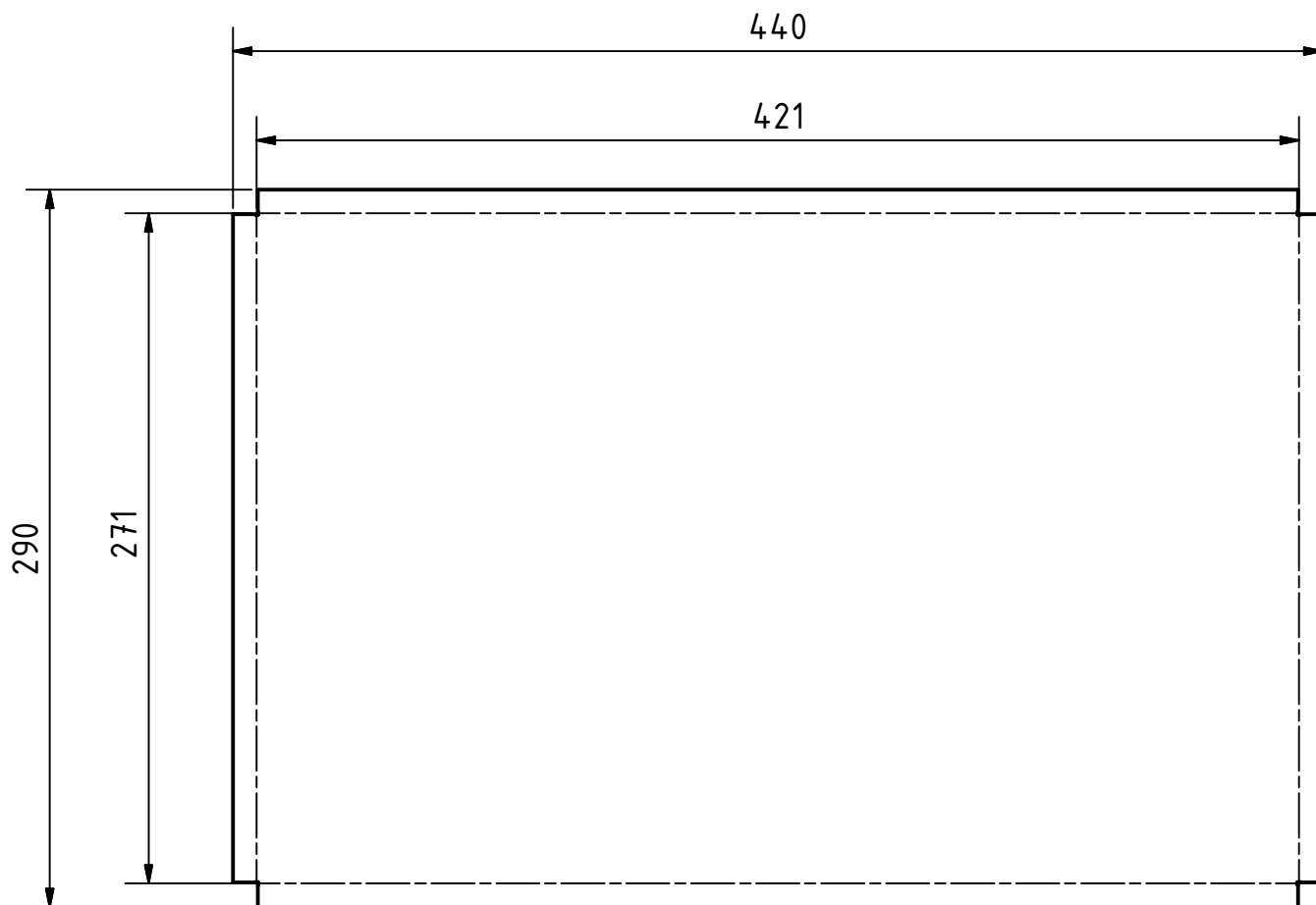
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:2

Příloha 3: Vzduchem chlazený měnič - zadní stěna měniče

Materiál: ocelový plech 1 mm



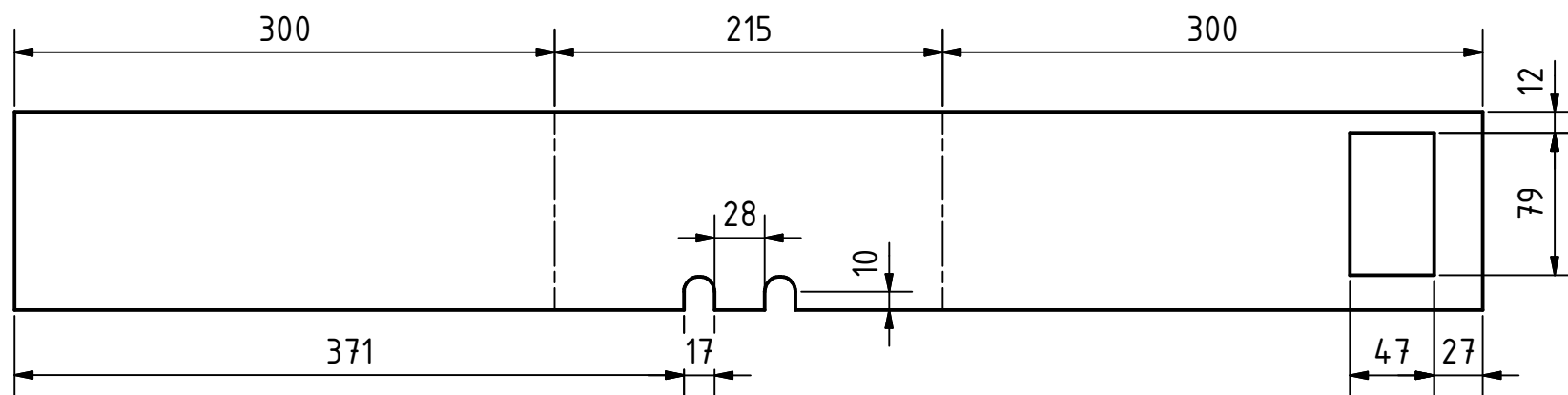
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:3

Příloha 4: Vzduchem chlazený měnič - víko měniče

Materiál: ocelový plech 1 mm



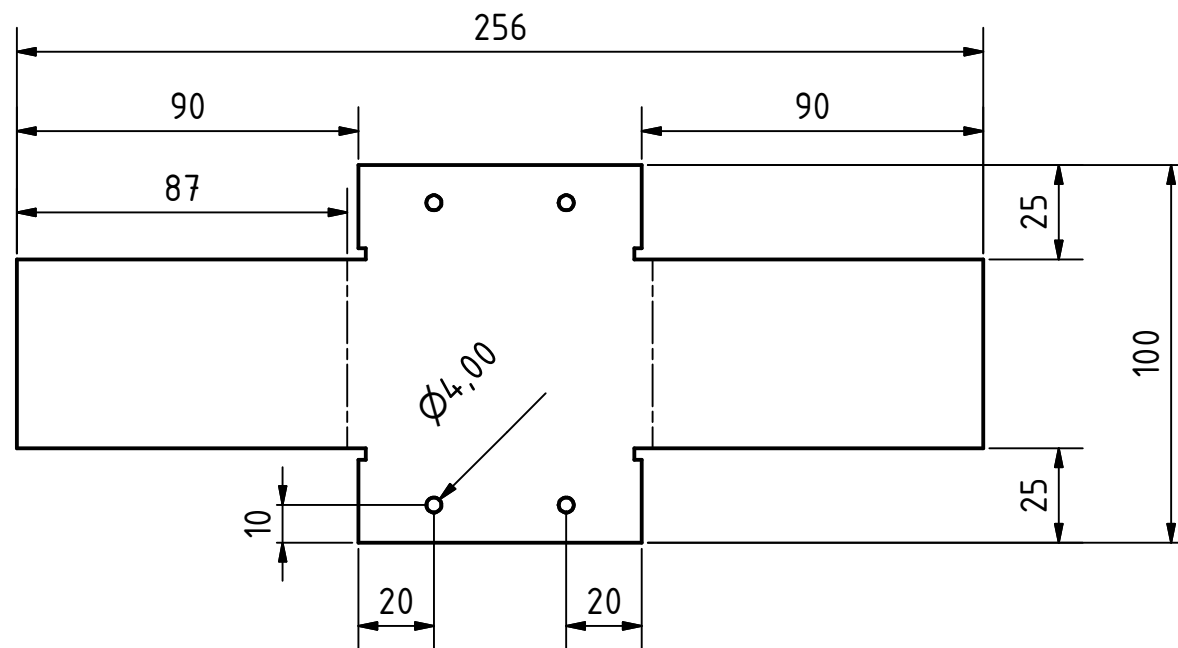
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:4

Příloha 5: Měníč s vodním chlazením - stěny měniče

Materiál: ocelový plech 0,75 mm



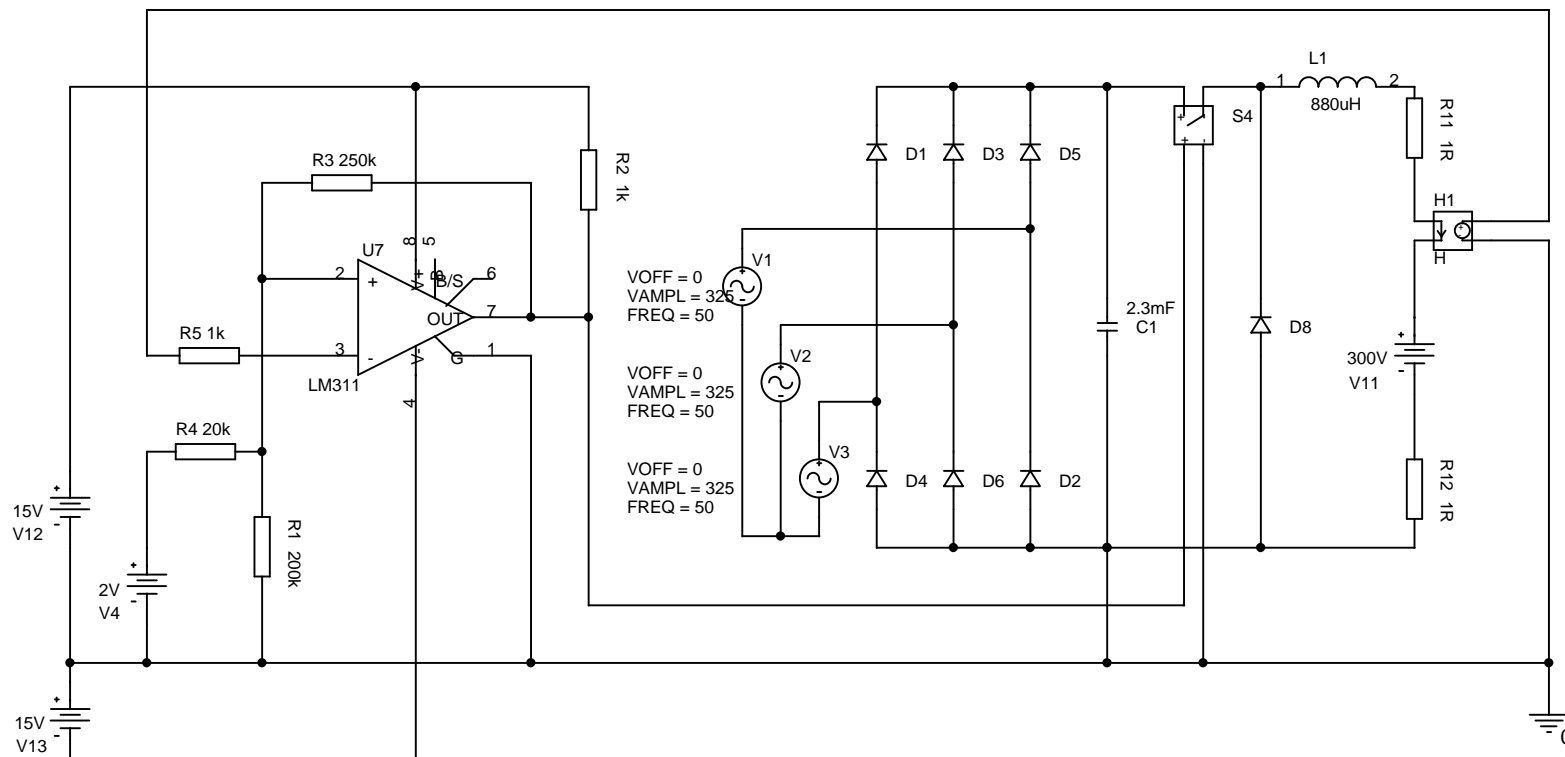
Kreslil: Václav Kristek

Datum: 18.4.2010

Měřítko: 1:2

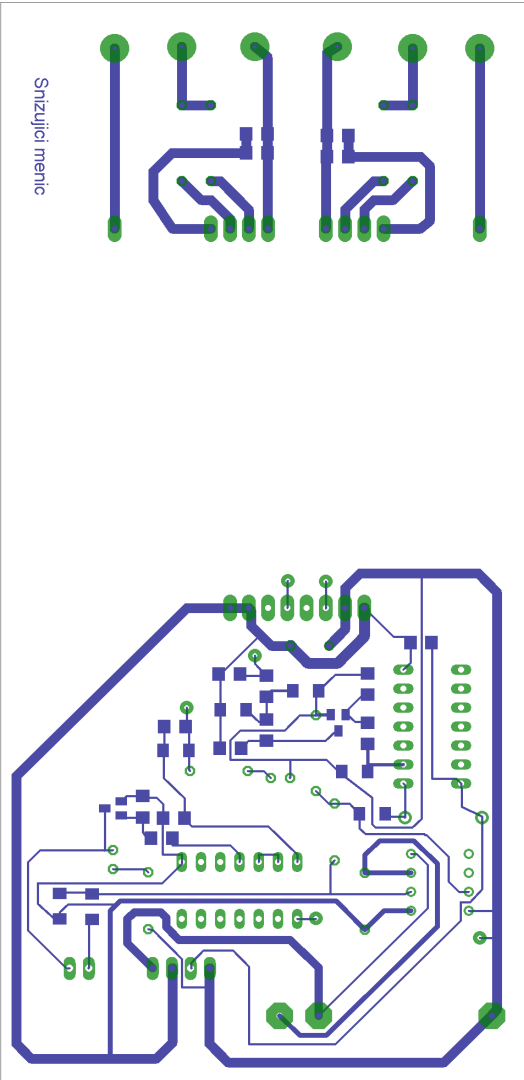
Příloha 7: Měníč s vodním chlazením - chladič tlumivky

Materiál: hliník 4 mm

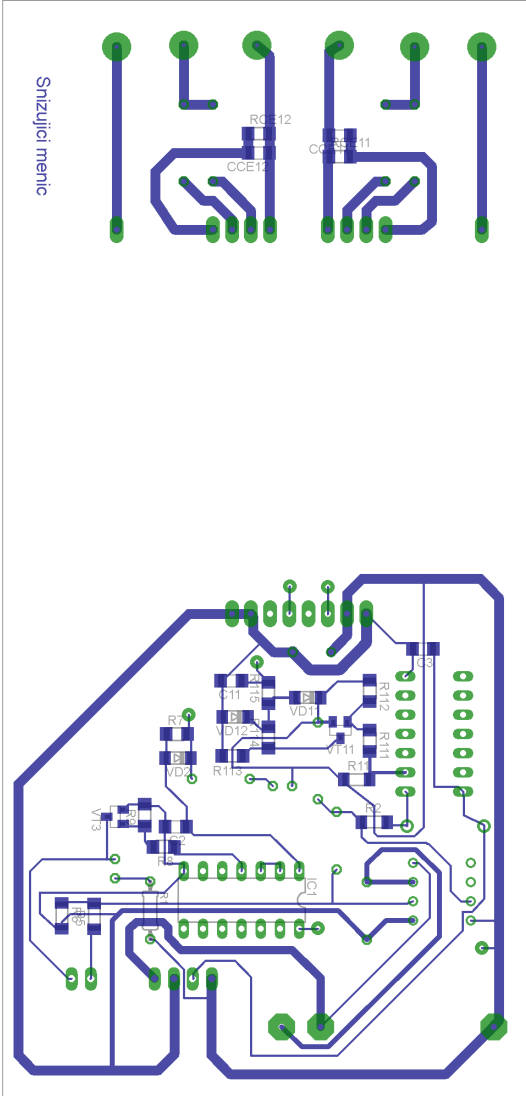
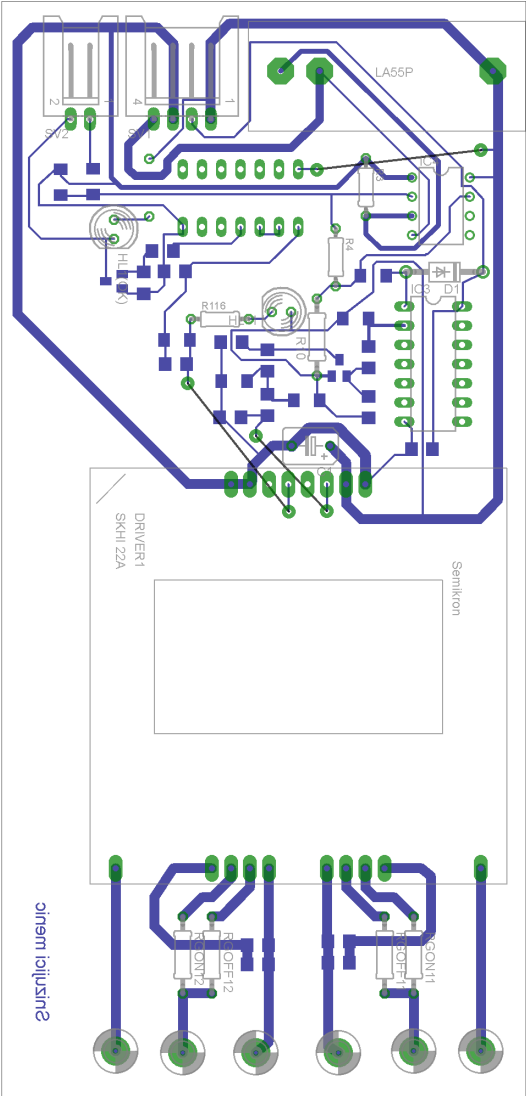


Title		
Priloha 9:simulace snizujiciho menice		
Size	Document Number	Rev
Date:	Saturday, April 24, 2010	Sheet 1 of 1

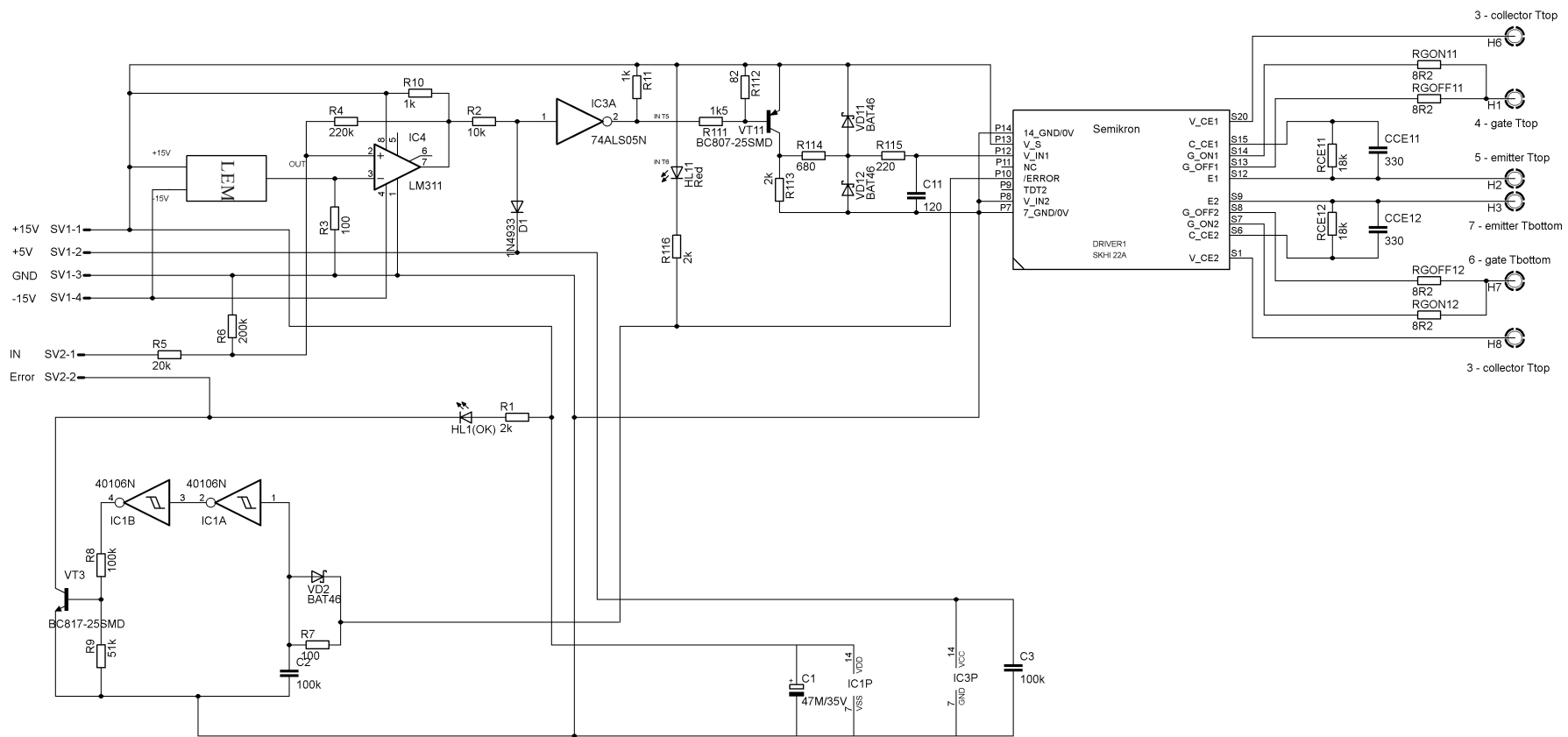
Příloha 10: Řídicí deska, měřítko 1:1, pohled ze spodní strany



Příloha 11 : Rozmístění součástek na řídicí desce, horní a dolní pohled.



Příloha 12: Schéma řídicí desky



Příloha 13: výkonová deska. Měřítko 1:2

